Universidad Blas Pascal
Publicaciones de la UBP

Serie Materiales de Investigación



Sistema ISDB-Tb
(Primera parte)

Ing. Néstor Oscar Pisciotta
Ingeniería en Telecomunicaciones

UBP
UNIVERSIDAD BLAS
PASCAL

Serie de Materiales de Investigación

Año 3 | Nº 9 | Septiembre 2010

Sistema ISDB-Tb
(Primera parte)

Ing. Néstor Oscar Pisciotta
Ingeniería en Telecomunicaciones

SISTEMA ISDB-T$_b$ (PRIMERA PARTE)

Ing. Néstor Oscar Pisciotta

Profesor Asociado, Cátedra de Televisión y Procesamiento de Imágenes – Universidad Blas Pascal (UBP)
Profesor Adjunto, Cátedra de Sistemas de Televisión – Universidad Tecnológica Nacional – FRC
Centro de Investigación Aplicada y Desarrollo en Informática y Telecomunicaciones (CIADE-IT) – UBP
e-mail: npisciotta@ubp.edu.ar

RESUMEN

Este trabajo tiene como objetivo realizar una descripción completa del estándar internacional de televisión digital terrestre ISDB-T$_b$ (*Integrated Services of Digital Broadcastig – Terrestrial*), a partir del estudio de los fundamentos de la multiplexación OFDM codificada (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que constituye la esencia del sistema.

Para la elaboración de estas páginas se han utilizado numerosas y variadas fuentes de información, pero el documento de referencia básico para el desarrollo aquí presentado es el estándar brasileño de televisión digital terrestre ABNT[1] NBR 15601.

Advertencia: Las páginas siguientes tienen como objetivo facilitar el aprendizaje del estándar ISDB-T$_b$ y de los fundamentos de la multiplexación OFDM, a través de conceptos simples, tratando de evitar el empleo de las matemáticas siempre que sea posible. Por esta razón, los investigadores e ingenieros experimentados quizás encuentren algunas carencias en este material – y seguramente tendrán razón, pero un desarrollo completamente fundamentado necesitaría de matemáticas avanzadas, haciendo muy difícil su lectura y comprensión. Para un estudio más profundo, se puede recurrir a la abundante bibliografía y artículos que existen sobre esta materia, parte de la cual ha sido citada en este trabajo.

1. INTRODUCCIÓN

Desde los comienzos de la radiodifusión, el planeamiento de frecuencias ha tenido como principal objetivo evitar las interferencias causadas por la superposición de las áreas de servicio de los transmisores. Lamentablemente, dicha superposición no es la única fuente de interferencia: el canal radioeléctrico terrestre responde a un modelo de propagación muy complejo en el cual se producen ecos o reflexiones (propagación multitrayectoria), además de las derivas de frecuencia por efecto Doppler para los casos de recepción móvil. Como consecuencia de ello, en cada punto del área de servicio, la señal disponible en la entrada de los receptores es la resultante de la suma de otras señales además de la señal directa. Estas “otras” señales incluyen réplicas de la señal original, que llegan al receptor con un cierto tiempo de retardo. Además también hay un determinado nivel de ruido en el canal.

Para sortear esta degradación provocada por el canal físico, el método que tradicionalmente se emplea consiste en incrementar la potencia de la señal directa (aumentando la potencia de salida del transmisor, por ejemplo). No resulta difícil deducir que por aplicación de este método, se extienden los límites a partir de los cuales resulta posible la reutilización del canal, con la consecuente ocupación innecesaria del espectro radioeléctrico disponible.

A principio de los años 80, el laboratorio francés CCETT[2] trabajó en el desarrollo de un sistema de multiplexación robusto y eficiente, con dos objetivos: transportar señales digitales y ahorrar espectro radioeléctrico. Se trata de la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM), que ha sido decisivo para el desarrollo e implementación de los estándares de transmisión de televisión digital terrestre europeo (DVB-T) y japonés (ISDB-T). A diferencia del estándar norteamericano ATSC, que emplea el sistema 8-VSB de portadora única, DVB-T e ISDB-T son sistemas de portadoras múltiples (más de 1000 en ambos casos).

1 Asociación Brasileña de Normas Técnicas.

2 Centre Commun d’Etudes en Télédiffusion et Télécommunication, Research Center of the France Telecom group.

2. CANAL RADIOELÉCTRICO

Supongamos que se está sintonizando un canal radioeléctrico y se puede visualizar la señal transmitida con la ayuda de un analizador de espectro. La pantalla del instrumento muestra la siguiente imagen:

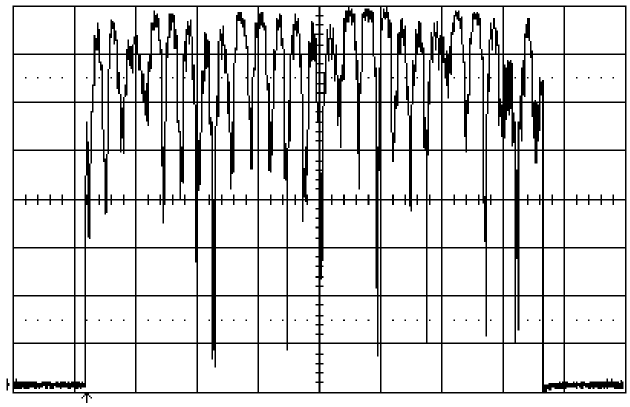


Figura 1: Espectro de la señal recibida

Si se analiza detenidamente el espectro de la señal recibida, es posible apreciar que la respuesta no es la igual en las distintas frecuencias incluidas dentro de la anchura de banda del canal: por efecto de suma de las distintas señales presentes (directa + reflexiones o ecos), en algunas frecuencias la energía es escasa o prácticamente nula (desvanecimiento o “fading”) y en otras el nivel de energía es notablemente mayor, debido a una acción de refuerzo de mutuo entre las señales directa y reflejadas.

La conclusión de éste primer análisis es: en el punto de medición, algunas frecuencias se han recibido sin inconvenientes y otras han sido severamente alteradas por las características de propagación del canal terrestre.

Entonces, una buena idea a la hora de emplear eficientemente un canal radioeléctrico para la transmisión de una señal digital, consiste en distribuir los datos en una gran cantidad de frecuencias estrechamente separadas entre sí: en este caso, será posible recuperar parte de la señal transmitida a partir de las frecuencias que no hayan sufrido alteración durante el trayecto de propagación.

Para poder recuperar los datos restantes, la siguiente idea que se puede aplicar es añadir códigos de protección a los datos digitales. Estos códigos permitirán detectar y corregir una cierta cantidad de datos que están presentes en las frecuencias que han resultado alteradas.

Por esta razón, frecuentemente se añade la palabra “codificada” a la denominación de este sistema de multiplexación, resultando el conocido acrónimo COFDM. Como se puede apreciar, se trata de la unión de dos conceptos que resultan bastante sencillos de comprender.

3. MULTIPLEXACIÓN OFDM

Lamentablemente las características del canal radioeléctrico no se mantienen constantes en el tiempo. Si el espectro de la señal recibida que se acaba de mostrar en la figura 1 se midiera nuevamente luego de transcurrido algún tiempo, posiblemente se podría apreciar que las degradaciones aparecen en frecuencias diferentes.

Sin embargo, las características de propagación del canal radioeléctrico tienden a mantenerse más o menos estables dentro de un cierto período de tiempo. De acuerdo con esta afirmación, es posible incorporar otra idea sencilla, consistente en utilizar el canal en intervalos de tiempo durante los cuales las condiciones se mantienen “estables”.

Por lo tanto, se debe pensar en un mecanismo de transmisión que utilice las dos variables mencionadas: el dominio de la frecuencia y el dominio del tiempo. Ambos conceptos pueden visualizarse en la figura 2. Esto implicará organizar el canal radioeléctrico de la siguiente manera:

- El dominio de la frecuencia se divide en una cierta cantidad de "sub-bandas" de reducida anchura de banda comparada con el total disponible en el canal.
- El dominio del tiempo se divide en pequeños "intervalos de tiempo".

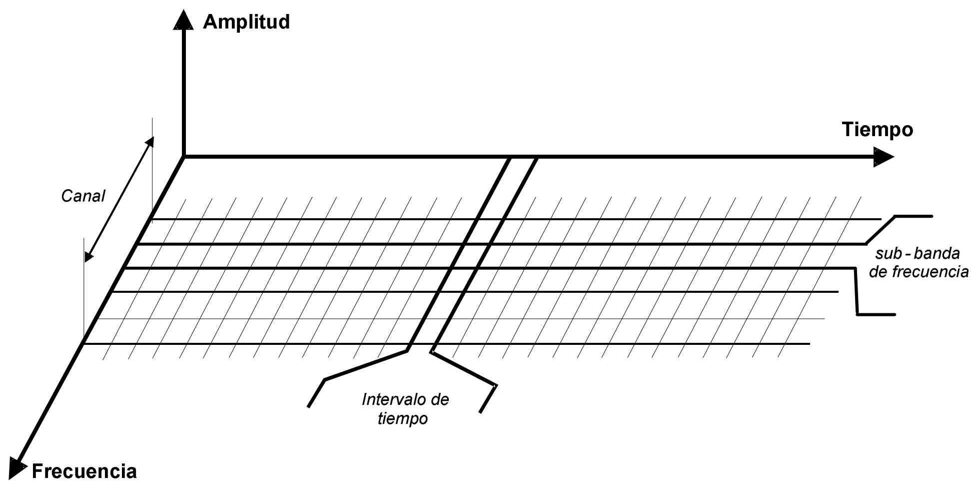


Figura 2: Organización del canal radioeléctrico[3]

Tal cual lo muestra la figura 3, cada sector de la partición frecuencia/tiempo se utiliza, para colocar una portadora específica, además:

- Un determinado número de portadoras transmitidas en un intervalo de tiempo se denomina "Símbolo OFDM".
- Una sucesión de n Símbolos OFDM de denomina "Cuadro OFDM". Más adelante se verá que el sistema ISDB-T emplea cuadros compuestos por 204 símbolos y se justificará su valor.

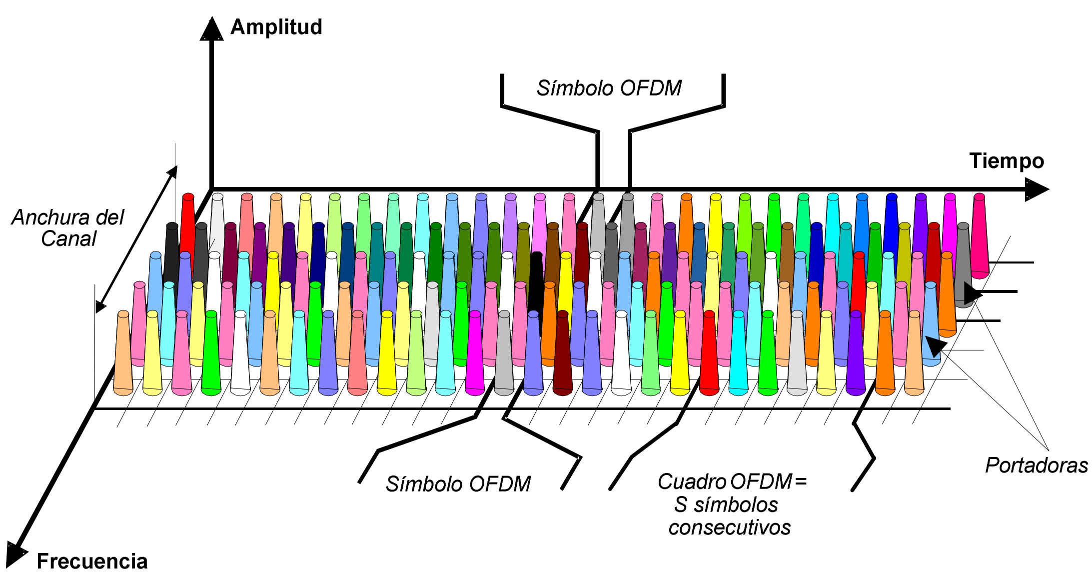


Figura 3: Distribución de portadoras[4]

---

3 "Single Frequency Networks, a magic feature of the COFDM". Gerard Faria, Technical Director of ITIS – France, 2000.

4 "Single Frequency Networks, a magic feature of the COFDM". Gerard Faria, Technical Director of ITIS – France, 2000.

Durante cada intervalo de tiempo, las portadoras son moduladas con unos pocos bits (entre 2 y 6) de datos codificados. El número de bits transmitidos por cada portadora dependerá del tipo de modulación empleado. Concretamente, para ISDB-T: 2 bits para QPSK y DQPSK, 4 bits para 16-QAM y 6 bits para 64-QAM.

3.1 Interferencia entre portadoras: Ortogonalidad

Dentro de cada símbolo OFDM, para evitar la interferencia entre portadoras (ICI), las portadoras mantienen una separación en frecuencia cuyo valor responde a una condición muy especial, que constituye la esencia del principio de funcionamiento de este sistema de multiplexación: **la ortogonalidad**. El principio de ortogonalidad se cumple cuando la separación entre portadoras es igual a la inversa del tiempo de duración del símbolo. A continuación se analizará esta afirmación.

Para comenzar este análisis, primero se verá cual es el espectro correspondiente a un pulso de duración finita es Δt. Si se aplica la Transformada de Fourier, se puede obtener dicho espectro en frecuencia, con el resultado que se muestra la figura 4:

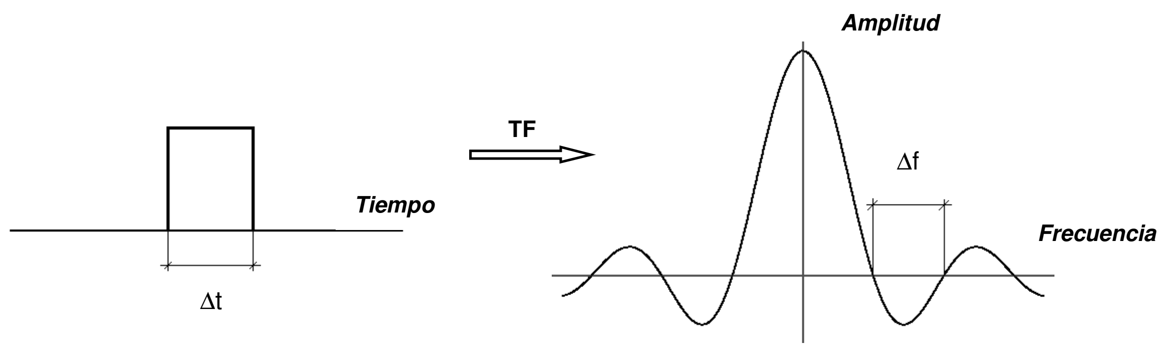


Figura 4: Transformada de Fourier (TF) de un pulso de duración Δt

Como se puede apreciar, el espectro obtenido responde a la función $y = \frac{\text{sen}(x)}{x}$ y tiene las características de una función continua en el dominio de la frecuencia. Es posible demostrar que los cruces por cero de esta función tienen un espaciamiento en frecuencia que es inversamente proporcional a la duración del pulso, es decir:

$$\Delta f = \frac{1}{\Delta t}$$

Ahora bien, se ha visto que las portadoras son transmitidas en forma de “ráfagas”, es decir durante períodos de tiempo limitados, pero de manera repetitiva, es decir que no se trata de una ráfaga única, sino de un tren de ráfagas de anchura Δt y período Δt_p. Esto puede esquematizarse como se muestra en la figura 5:

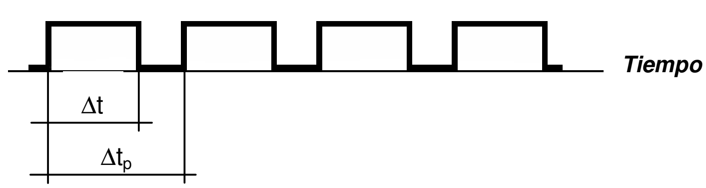


Figura 5: Tren de pulsos de duración Δt y período Δp

Para este caso, la Transformada de Fourier de la señal también tiene la forma $y = \frac{sen(x)}{x}$, pero ahora se trata de una <u>función discreta</u> en el dominio de la frecuencia, con sus líneas espectrales separadas $\Delta f = \frac{1}{\Delta t_p}$

El razonamiento que sigue partirá de la siguiente pregunta ¿Qué características tienen este conjunto de portadoras que deberán mantenerse ortogonales entre si? La respuesta se encuentra representando las ideas de la figura 3 de una manera distinta, graficando a las portadoras como señales sinusoidales con alguna clase de modulación, obteniéndose así la figura 6:

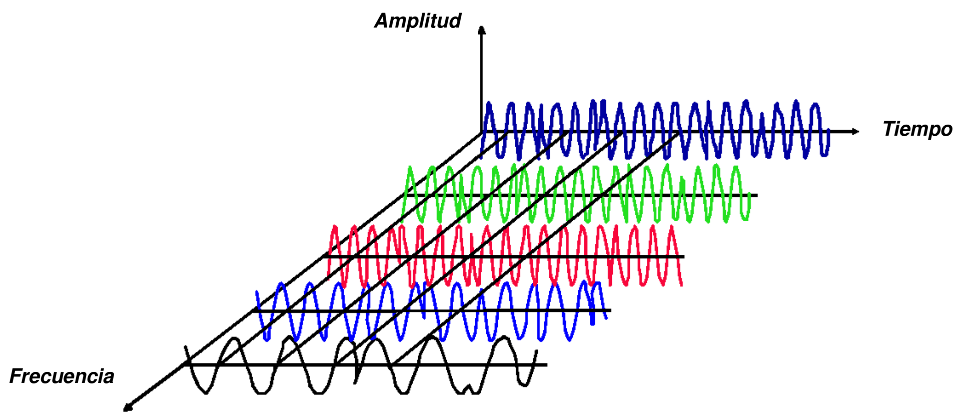


Figura 6: Portadoras sinusoidales moduladas

Si se proyectan las cinco señales presentes en la figura 6 sobre el eje del tiempo y durante el intervalo de tiempo T_u correspondiente a un símbolo, se obtendrá la gráfica de la figura 7, correspondiente a un símbolo OFDM; también se incluye su representación simplificada, que se empleará más adelante.

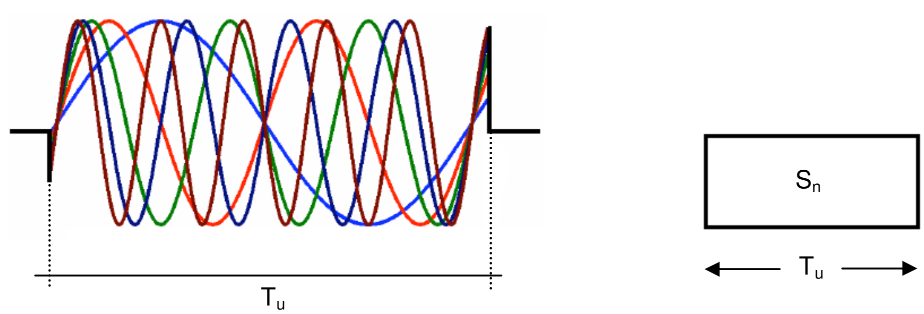


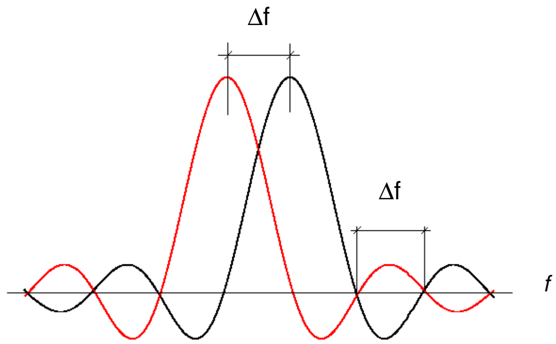
Figura 7: Símbolo OFDM

Como se puede observar, se tiene un conjunto de cinco señales sinusoidales componiendo una ráfaga cuya duración en el tiempo es una ventana T_u. Matemáticamente y en el dominio de la frecuencia, esto se puede describir como una "convolución" entre los espectros correspondientes al pulso rectangular y a cada una de las portadoras sinusoidales.

El espectro resultante estará compuesto por curvas de la forma $y = \frac{sen(x)}{x}$, tantas como portadoras existan y los cruces por cero de cada una de estas curvas también cumplirán con la relación $\Delta f = (T_u)^{-1}$, donde T_u es el tamaño de la ventana.

Si todas las portadoras mostradas en la figura 7 se transmiten simultáneamente sin espaciar sus frecuencias de una manera determinada, se interferirán entre sí (ICI) y el espectro resultante tendrá características muy irregulares. En cambio, si la separación en frecuencia entre cada una de las portadoras se fija en base al valor $\Delta f = (T_u)^{-1}$ es decir, se hace que Δf sea igual a la inversa del tiempo de duración de cada símbolo T_u, se

obtendrá el resultado de la figura 8, donde las portadoras cumplen con la condición de ortogonalidad. Bajo esta condición, en la frecuencia central de una determinada portadora (máxima amplitud de la curva correspondiente) las restantes portadoras tendrán valor nulo (cruce por cero) y de esa manera no existirán interferencias entre ellas.



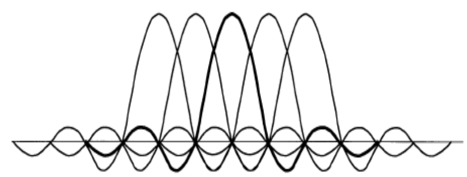


Figura 8: Ortogonalidad de portadoras de acuerdo a $\Delta f = \frac{1}{T_u}$

3.2 Interferencia entre símbolos: Intervalo de guarda

El problema que resta por resolver es el de la interferencia entre símbolos (ISI). De acuerdo a lo visto al comienzo de este trabajo, los receptores no solo reciben la señal directa; también llegan a la antena, con un cierto tiempo de retardo, réplicas de la señal original o "ecos". Por lo tanto, la parte inicial de cada nuevo símbolo OFDM transmitido corre serios riesgos de ser degradada por el final del símbolo que le antecede.

Para evitar este efecto, se inserta un intervalo de guarda al comienzo de cada símbolo OFDM, tal cual se muestra en la figura 9.

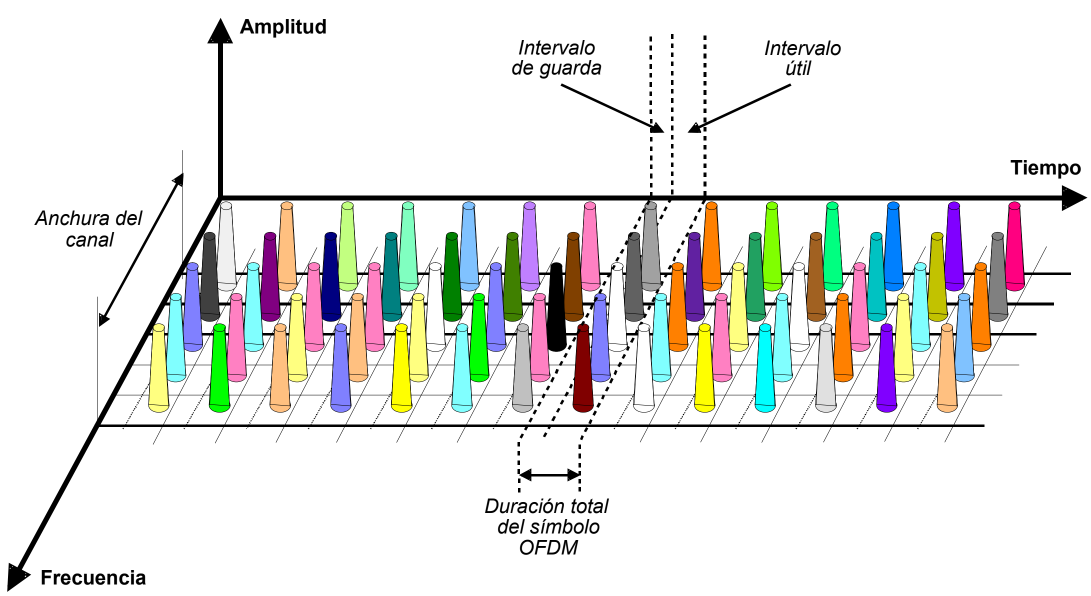


Figura 9: Inserción del intervalo de guarda[5]

5 "Single Frequency Networks, a magic feature of the COFDM". Gerard Faria, Technical Director of ITIS – France, 2000.

Este período de tiempo constituye una mezcla entre el símbolo actual (señal directa) y las réplicas retardadas del símbolo OFDM previo. Si bien la figura 9 podría dar lugar a entender que el intervalo de guarda es un tiempo muerto, con ausencia total de señal transmitida, más adelante en 3.2.1 se verá que esto no puede ser así, ya que se perdería la ortogonalidad entre las portadoras.

A continuación se analizarán con detalle todas las características que debe presentar el intervalo de guarda, incluyendo su tiempo duración. La figura 10 esquematiza el comportamiento de las señales directa y reflejada y además, se muestran dos transmisores radiando la misma señal, configurando una red de frecuencia única (SFN). Claramente se observa que el retardo de tiempo que existe en las señales reflejadas que llegan al receptor, medido con respecto a la señal directa, depende de la diferencia en las distancias recorridas por aquellas, por efecto de la reflexión sufrida en los diferentes obstáculos que presenta el terreno. Dado que la velocidad de propagación de las señales es conocida e igual a la velocidad de la luz, el tiempo de retardo puede calcularse mediante la sencilla ecuación:

$$t_r = \frac{d}{c}$$

Donde: t_r = Tiempo de retardo, en segundos.

d = Diferencia de distancia recorrida por la señal reflejada, en km.

c = Velocidad de la luz, aproximadamente igual a 300.000 km/s.

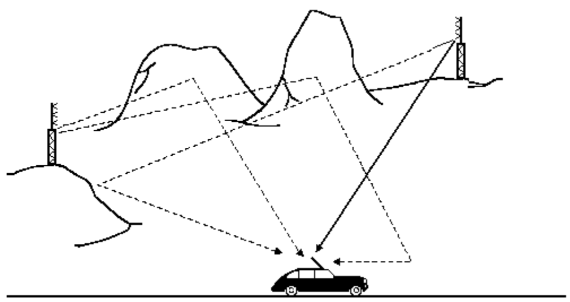


Figura 10: Señales directa y reflejadas

Para eliminar la interferencia entre símbolos (ISI), será suficiente con introducir un intervalo de guarda al comienzo de cada símbolo, cuya duración T_G sea mayor o igual al tiempo de retardo t_r. La figura 11 muestra un esquema que permite deducir esta afirmación. Además también puede verse, sin ninguna dificultad, que la adición del intervalo de guarda resulta clave para posibilitar el correcto funcionamiento de las redes de frecuencia única (SFN). Resulta conveniente destacar que el valor de t_r que deberá tomarse en cuenta para dimensionar el sistema es el del peor caso y corresponde al objeto reflectante ubicado a mayor distancia de la emisora.

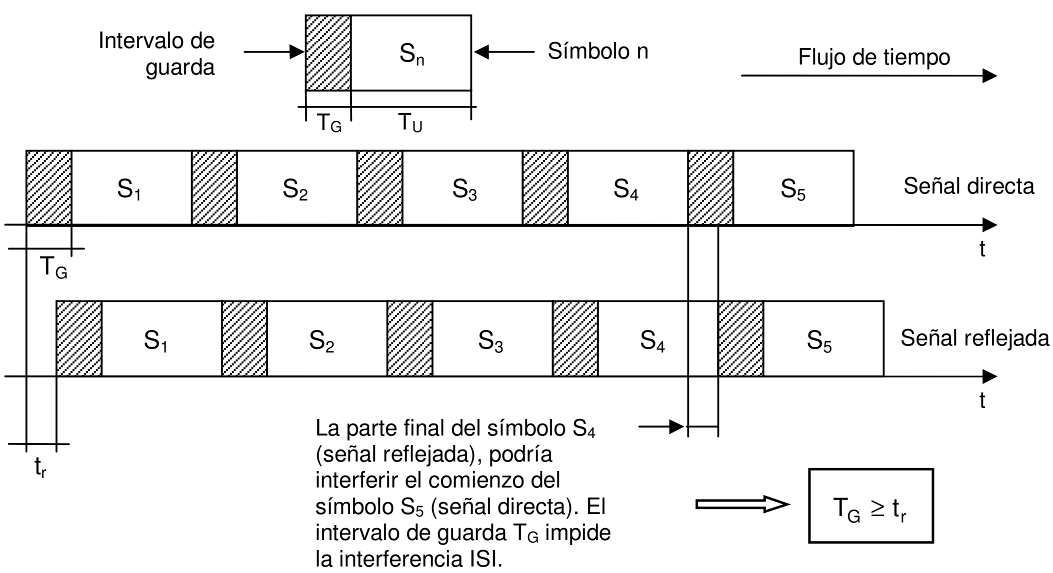


Figura 11: Determinación del valor del intervalo de guarda

3.2.1 Contenido del intervalo de guarda[6]

La porción de tiempo asignada al intervalo de guarda es ocupada por la parte final del símbolo que se transmite a continuación. Es decir, si se acaba de enviar el símbolo S_n, a continuación y por un espacio de tiempo igual a T_G, se transmite la parte final del símbolo S_{n+1} y luego el símbolo S_{n+1} propiamente dicho.

En la figura 12, se muestra una señal directa y la réplica retardada de la misma, donde se pueden apreciar los intervalos de guarda correspondientes a varios símbolos consecutivos, cada uno con distintos sombreados, para poder identificar fácilmente la parte final de cada uno de ellos.

¿Por qué no puede dejarse vacío el intervalo de guarda? La razón de ser de este mecanismo se debe a la forma en la que trabaja el receptor, concretamente a la manera en que se realiza la detección de cada símbolo. Si no existiera señal durante el intervalo de guarda, una vez transcurrido el tiempo de ISI, el receptor debería poder comenzar la captura del símbolo en el momento exacto, recuperando toda la información transportada, acción que no resulta posible en presencia de múltiples señales ya que sería muy dificultoso poder detectar el comienzo y el final de cada símbolo.

Entonces, si la parte final del símbolo S_{n+1} se repite en el intervalo de guarda que lo precede, todos los componentes de la señal que están presentes más de una vez dentro del período de tiempo libre de ISI podrán ser detectados fácilmente, por medio de la función de autocorrelación del receptor.

La función de autocorrelación hace posible encontrar el comienzo y el final de la zona que está libre de ISI dentro de cada símbolo, permitiendo que el receptor posicione la ventana de muestreo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) dentro del sector libre de disturbios. [*Más adelante, se verá que en el transmisor los símbolos OFDM se generan empleando la Transformada Rápida Inversa de Fourier*]. La ventana FFT tiene una longitud exactamente igual a un símbolo y debido al efecto de búsqueda de la zona libre de ISI, en general esta ventana no quedará perfectamente alineada con el símbolo que se está detectando, provocando un error de fase que se traduce en una rotación del diagrama de constelación con el que han sido moduladas las portadoras. Este error se corrige fácilmente en las siguientes etapas de procesamiento de la señal.

La figura 12 permite visualizar de una manera un poco más clara los conceptos que se acaban de presentar.

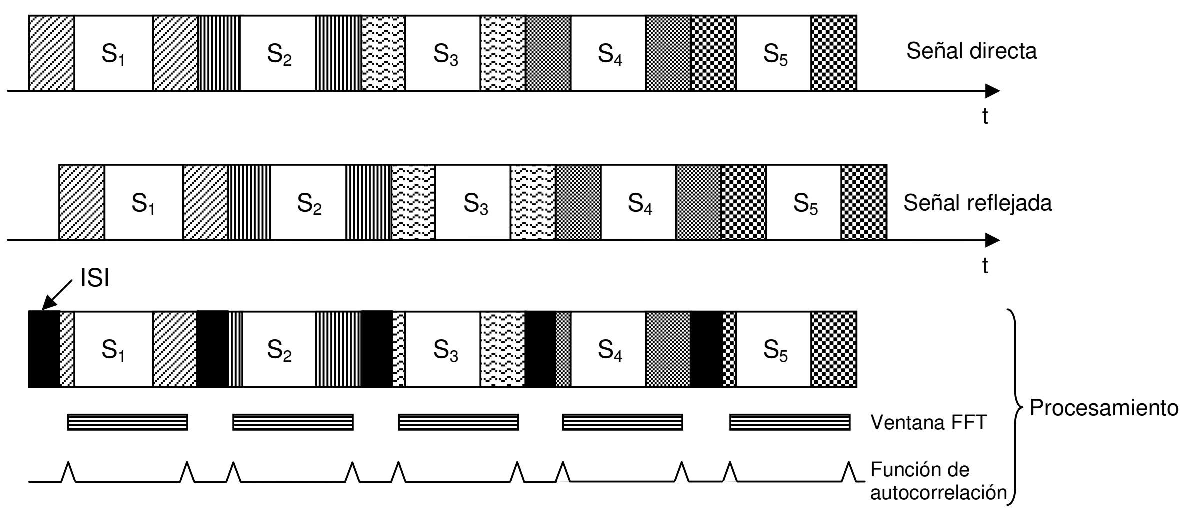


Figura 12: Posicionamiento de la ventana FFT mediante la función de autocorrelación

Para finalizar este apartado, es preciso mencionar que tal como ocurre con los códigos de detección y corrección de errores (protección) que se añaden a los datos, la adición de un intervalo de guarda constituye una pérdida en la capacidad de transmisión del canal, es decir, una limitante en la velocidad teórica posible de transferencia de datos.

6 "Digital television. A practical guide for engineers". Walter Fischer from Rohde&Schwarz. Springer Verlag. Berlín, Alemania. 2004.

3.3 Entrelazado de frecuencia y entrelazado temporal

Para mejorar aún más la robustez de la multiplexación OFDM, es necesario atenuar algunos efectos secundarios que introduce el uso de códigos de protección. Por regla general, estos códigos no son capaces de corregir secuencias demasiado largas de bits corruptos. Como el desvanecimiento dentro de un canal normalmente aparece en agrupamientos de frecuencias adyacentes o bandas, resulta altamente conveniente distribuir los bits de datos contiguos entre portadoras distantes. Este proceso se denomina “entrelazado de frecuencia” y se esquematiza en la figura 13:

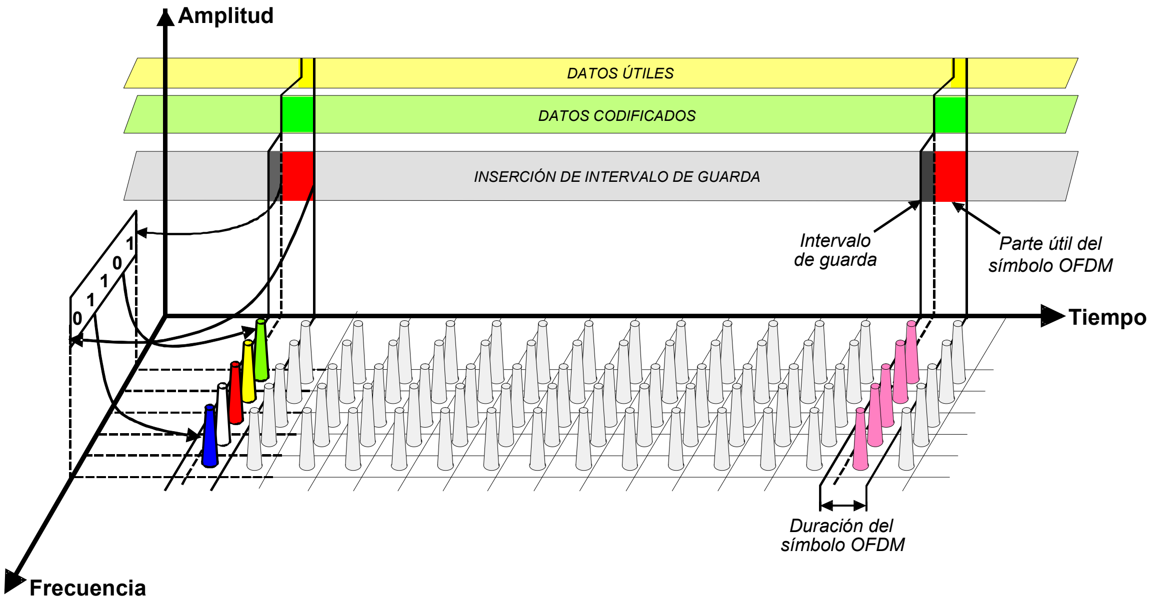


Figura 13: Distribución de bits contiguos entre portadoras distantes[7]

La figura anterior permite conceptualizar el proceso completo de multiplexación OFDM:

Primero, los datos digitales son protegidos mediante el uso de códigos convolucionales. Luego se inserta el intervalo de guarda entre cada serie de bits de datos protegidos. Finalmente, se mapean dichas series de bits sobre portadoras distantes, para lo cual se utiliza un algoritmo de entrelazamiento en frecuencia.

La multiplexación OFDM se utiliza en los dos estándares multiportadora de TV digital: DVB-T e ISDB-T. Ambos sistemas han sido desarrollados para canalizaciones con anchuras de banda de 6, 7 y 8 MHz y emplean la diversidad de frecuencia como mecanismo que permite recuperar la información transmitida en la señal, aún en presencia de desvanecimiento en ciertas frecuencias.

En la recepción móvil, este desvanecimiento puede presentarse durante períodos de tiempo más prolongados, afectando a varios símbolos OFDM consecutivos. Además de ello, los receptores sufrirán el efecto Doppler, que se traduce como ruido sobre las portadoras.

Para compensar estos efectos indeseados, también se incorpora la función de “entrelazado temporal”, que se aplica sobre símbolos OFDM consecutivos. Este proceso, sumado al entrelazado en frecuencia, permite distribuir sucesiones contiguas de bits entre distintos símbolos OFDM separados en el tiempo.

3.4 Elección de parámetros OFDM para TVD

La selección de los parámetros de un sistema OFDM es un compromiso entre distintos requerimientos frecuentemente conflictivos entre sí, esto significa que cuando se logra optimizar uno de ellos, los restantes se ven afectados de alguna manera.

---

7 “Single Frequency Networks, a magic feature of the COFDM” Gerard Faria, Technical Director of ITIS – France, 2000.

Usualmente se dispone de ciertos requerimientos básicos a partir de los cuales se puede comenzar a dimensionar el sistema y normalmente estos son: anchura de banda disponible, velocidad o tasa de datos deseada y tiempo de retardo de las señales reflejadas.

Como regla general, el intervalo de guarda T_G debe ser mayor que el tiempo de retardo, pero su valor dependerá también del tipo de modulación que se empleará para cada portadora. Por ejemplo, 64-QAM es mucho más sensible a ISI e ICI que QPSK.

Una vez que el intervalo T_G ha sido seleccionado, se puede fijar el tiempo útil de símbolo T_S y por consiguiente la duración total T_S. El intervalo de guarda introduce pérdidas en la relación señal ruido[8] razón por la cual, para poder minimizarlas, se deberá cumplir que $T_U >> T_G$, teniendo en cuenta que la duración del símbolo no podrá ser arbitrariamente grande, porque esto obligaría a disponer de un número muy grande de portadoras, con la consecuente disminución de la separación entre ellas y una mayor susceptibilidad al ruido de fase y al offset de frecuencia.

Habiendo determinado T_G y T_U, se puede calcular el número L de portadoras necesarias en base a la anchura de banda disponible, debido a que T_U fijará automáticamente la separación en frecuencia de las portadoras, ya que: $\Delta f = \frac{1}{T_u}$ y por lo tanto $L = \frac{Bw}{\Delta f}$.

El número de portadoras necesarias también se puede determinar en base al cociente entre la tasa total de datos y la tasa de transmisión alcanzada por cada portadora. Ésta última a su vez, surge de la relación existente entre el tipo de modulación utilizado (64-QAM, 16-QAM, QPSK o DQPSK) y el tiempo útil de símbolo T_U.

3.4.1 Determinación del número de portadoras necesarias

Es posible determinar el número de portadoras necesarias a partir del cálculo de la capacidad de transmisión máxima teórica del canal con probabilidad de error arbitrariamente pequeña, por aplicación del Teorema de Shannon.

Para ello, primero es necesario fijar un valor de referencia para la relación portadora-ruido (C/N). En TV analógica y suponiendo que se dispone de un canal Gaussiano, se necesitarán unos 46 dB para proporcionar una excelente calidad de señal. En TV digital los niveles exigidos dependerán de varios factores: tipo de canal (Rayleigh, Rice o Gaussiano), tasa de codificación interna (código de protección) y tipo de modulación utilizado, con lo cual el valor de C/N variará entre un mínimo de 3 dB con canal Gaussiano, alta redundancia de bits y QPSK a un máximo de 28 dB con canal Rayleigh, baja redundancia de bits y 64-QAM.

Para poder aplicar el Teorema de Shannon, el dato necesario es la relación señal-ruido S/N y en general, en sistemas de multiplexación tales como el OFDM, C/N no es igual a S/N debido a varios factores, entre ellos, que dentro de la anchura de banda considerada además de las portadoras de datos (la "señal"), están presentes las portadoras piloto, con una potencia ligeramente superior que las primeras. Si bien se pueden calcular exactamente los valores de C/N y S/N[9], la diferencia no es significativa cuando el nivel de señal es el necesario para ofrecer buena calidad de servicio. En TV digital, con un canal de Rice (señal directa y múltiples reflexiones), modulación 64-QAM y redundancia media, se requiere una C/N de 18 dB (63 veces) por lo que, si la anchura de banda del canal Bw_C es de 6 MHz, se tiene:

$$C\,(\text{bps}) = Bw_C \, \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right)$$

$$C\,(\text{Mbps}) = 6 \log_2(1 + 63)$$

$$C = 36\,\text{Mbps}$$

Se verá que en ISDB-T, la tasa R (bps) que realmente se alcanza es sensiblemente menor por dos razones: no es posible utilizar la totalidad de la anchura de banda disponible del canal y como ya se dijo, no todas las portadoras son empleadas para la transmisión de datos, ya que varias de ellas estarán reservadas para las señales piloto y los canales auxiliares.

La capacidad teórica recién calculada permite establecer una relación fundamental: La razón entre la cantidad de portadoras a utilizar L y el tiempo total de duración de cada símbolo $T_S = T_U + T_G$. Si por ahora se

8 "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Richard van Nee and Ramjee Prasad. Artech House. Boston, USA 2000.

9 "Digital television. A practical guide for engineers". Walter Fischer from Rohde&Schwarz. Springer Verlag. Berlín, Alemania. 2004.

acepta que R = C y b_P es el número de bits transmitido por cada portadora, adoptando un esquema de modulación 64-QAM (b_P = 6 bits) se tendrá:

$$R\,(bps) = \frac{b_P.L}{T_S}$$

$$36 \times 10^6 = \frac{6.L}{T_S}$$

$$\boxed{\frac{L}{T_S} = 6 \times 10^6} \qquad (1)$$

Se necesitarán 6 portadoras por cada microsegundo de duración total de símbolo T_S.

En 3.2 se vio la necesidad de insertar un tiempo de guarda T_G para evitar la interferencia entre símbolos (ISI), debiéndose cumplir con la condición $T_G \geq t_r$. Por lo tanto, será posible aproximar a la duración de símbolo T_S y también al tiempo efectivo o útil del mismo T_U , si se conoce la relación que debe existir entre éste y el intervalo de guarda, ya que el valor de T_G dependerá de las distancias a la cual se producen las reflexiones, incluyendo la posibilidad de contar con múltiples puntos de emisión, que permitan configurar una red de frecuencia única (SFN). Además resulta evidente que $T_U \gg T_G$ para evitar la ISI, de acuerdo a lo que se mostró en las figuras 11 y 12.

El intervalo de guarda (al igual que otros parámetros, como se verá más adelante) deberá ser ajustable de acuerdo a la configuración que se adopte para el sistema. Lo más razonable sería que dichos parámetros formen un conjunto reducido de valores discretos y normalizados, evitando que puedan tomar valores arbitrarios elegidos libremente por el radiodifusor. Esto es fundamental para que los receptores y/o set top box´s tengan la menor complejidad posible, simplificado su diseño, fabricación, ajuste y posterior mantenimiento, con la consiguiente reducción de costos.

Estas y otras razones conducen a fijar cuatro valores posibles para la relación $\frac{T_G}{T_U}$, que en forma abreviada es representada mediante el símbolo $\Delta = \frac{1}{4}; \frac{1}{8}; \frac{1}{16}$ **ó** $\frac{1}{32}$.

En la figura 14, la distancia "d" entre la antena receptora y el objeto reflectante es de 1 km, por lo que la onda reflejada recorrerá una trayectoria adicional de aproximadamente 2 km respecto a la señal directa (valor que con seguridad se presentará en las ciudades, donde existirán reflexiones en edificios y en grandes estructuras metálicas).

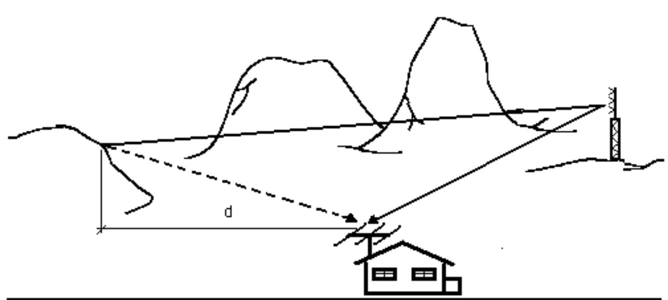


Figura 14: Distancia recorrida por la señal reflejada

Entonces, el tiempo de retardo arrojará el siguiente valor:

$$t_r = \frac{d}{c} = \frac{2\,km}{0{,}3\,\frac{km}{\mu s}} \cong 7\,\mu s$$

Es claro que este tiempo de retardo debería corresponderse con un intervalo de guarda pequeño (reflexiones a cortas distancias), con lo cual la relación seleccionada es Δ = 1/32. Si se acepta que $T_G = t_r$ = 7µs, reemplazando estos valores en la ecuación (1) se tendrá:

$$\frac{L}{T_U + T_G} = 6 \times 10^6$$

$$\frac{L}{\frac{T_G}{\Delta} + T_G} = \frac{L}{32T_G + T_G} = 6 \times 10^6$$

$$L = 33 \times 7 \times 6 = 1386$$

L = 1386 Portadoras

Cuando se analice el sistema ISDB-T, se verá que para el **Modo 1** será necesario emplear algunas más, totalizando **1405 portadoras,** valor muy cercano al que se acaba de calcular.

Otra manera de calcular el número de portadoras es la siguiente. La TV digital terrestre es inherentemente un sistema de telecomunicación de datos de alta velocidad. La relación entre tasa, cantidad de información transmitida y tiempo de transmisión se puede calcular como:

$$R\,(\text{bps}) = \frac{\log_2 (M)}{T_s} \quad (2)$$

Dado que M es la cantidad total de puntos de la constelación empleada $b_P = \log_2 (M)$, con lo cual (2) queda:

$$R\,(\text{bps}) = \frac{b_P}{T_s} \quad (3)$$

Para alcanzar una alta tasa de datos, se deberá tener un valor de T_s muy pequeño o un valor de b_P muy elevado. Un valor T_s demasiado reducido es incompatible con los tiempos de retardo que existen en las trayectorias de propagación, pues se producirá inevitablemente ISI; a su vez el valor de b_P esta limitado por la máxima complejidad posible de la modulación vectorial.

La única manera de resolver este problema es dividir la anchura de banda entre un gran número de portadoras (L), cada una transmitiendo una cierta cantidad de bits a una tasa reducida (períodos de tiempo T_s más grandes). Entonces (3) ahora se puede escribir como:

$$R\,(\text{bps}) = L\frac{b_P}{T_S}$$

Razonando el problema de esta manera, se obtienen los mismos resultados.

Siendo necesarias unas 1386 portadoras y conociendo la anchura de banda disponible, se puede calcular la separación entre portadoras:

$$\Delta f = \frac{Bw_C}{L} = \frac{6000}{1386} = 4{,}329\ \text{kHz}$$

Conociendo la separación Δf, quedará determinada la duración útil de símbolo T_U necesaria para mantener la condición de ortogonalidad:

$$T_U = \frac{1}{4329} = 231\,\mu\text{s}$$

3.4.2 Generación de los símbolos OFDM: La frecuencia de muestreo f_{IFFT}

En este punto resulta necesario introducir un concepto relativo a la generación de los símbolos OFDM. Empleando métodos convencionales, sería necesario disponer de L moduladores QAM en paralelo, cada uno con su mapeador, trabajando a la frecuencia exacta de la portadora que le corresponda y perfectamente sincronizados entre sí, de tal manera que se pueda mantener la separación en frecuencia (ortogonalidad) y que los símbolos tengan la duración requerida T_U. Este procedimiento es más bien teórico y llevarlo a la práctica sería demasiado costoso y difícil de implementar.

Afortunadamente existe una manera eficiente y sencilla de construir un modulador OFDM, empleando como herramienta de trabajo la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) y procesadores numéricos que permitan realizar las operaciones necesarias. La técnica completa se explicará más adelante pero, por el momento, solo es necesario conocer que los cálculos de IFFT y FFT (proceso inverso para el receptor) requieren de una frecuencia de muestreo, denotada f_{IFFT}, que debe tener un valor bien preciso y determinado.

Los procesadores numéricos que calculan la IFFT, lo hacen siempre sobre una cantidad de puntos (estos puntos se traducen en portadoras), que es igual a una potencia entera de 2, es decir 2^n. Con esta exigencia, el número más cercano que permite obtener las 1386 portadoras necesarias es 2048 (n=11). Las 662 portadoras restantes no se utilizan y simplemente se anulan.

Como el receptor a su vez debe calcular la FFT durante el período de símbolo T_S, es estrictamente necesario que la <u>cantidad de muestras a tomar durante ese período sea entera</u>, requerimiento que también se extiende a los períodos T_U y T_G, a los fines de mantener la ortogonalidad de las muestras (muestreo ortogonal).

La frecuencia de muestreo se deriva del cociente entre la cantidad de muestras normalizada (potencia entera de 2) y el tiempo útil de símbolo. Con $T_U = 231\ \mu s$

$$f_{IFFT} = \frac{2048}{231} = 8{,}865\ \text{MHz}$$

Más adelante se verá que solo es necesario conocer el valor de f_{IFFT} para poder deducir todos los demás parámetros del sistema.

4. ESTÁNDAR ISDB-T INTERNACIONAL

En esencia, la base de los sistemas ISDB-T y DVB-T es la misma: ambos emplean la multiplexación OFDM que hasta aquí se ha venido estudiado. Las diferencias aparecen cuando se los estudia en detalle, por ejemplo, ISDB-T contempla un servicio de banda angosta denominado “one-seg” y por su lado, DVB-T hace uso de un sistema de modulación jerárquica H - L que se aplica sobre las constelaciones.

El estándar ISDB-T (Integrated Services for Digital Broadcasting -Terrestrial) tiene su origen en Japón y su desarrollo comienza en la última parte de la década de 1990, bastante tiempo después de que hicieran su aparición el DVB-T europeo y el ATSC norteamericano, lo que presupone una gran ventaja, pues ya se contaba con experiencias concretas y se conocían las fortalezas y debilidades de cada uno. Posiblemente, la principal decisión que se haya tomado durante la fase de estudios previos sea haber elegido un sistema multiportadora. Por fin, en 1999 ISDB-T se consagra como estándar japonés de TV digital.

Como se sabe, la mayoría de los países de América Latina no adoptarían ningún estándar hasta los comienzos del siglo XXI. Algunos como la Argentina tuvieron sus vaivenes (al principio, y con normativa mediante, en 1996 adoptó el sistema ATSC, pero sin llegar a pasar en ningún momento a la fase de implementación definitiva).

Fue Brasil en el año 2008 quien como motor de impulso regional tomó la iniciativa de adoptar ISDB-T como estándar, pero con algunas modificaciones mediante, entre las que se destaca la posibilidad de emplear MPEG-4 para la compresión de datos. Estos desarrollos, llevados adelante en estrecha colaboración con Japón, dan origen al estándar internacional cuya denominación es ISDB-T_b. Finalmente el gobierno argentino decide adoptar este estándar en el año 2009, estableciéndose su implementación a partir de 2010.

Se comenzará el análisis del estándar por el esquema de organización del canal radioeléctrico. En este punto es conveniente destacar que ISDB-T_b ha sido pensado para su aplicación sobre canales con una anchura de banda de 6, 7 y 8 MHz. Se podría haber hecho un desarrollo completo, empleando expresiones genéricas que permitan obtener los valores de los parámetros necesarios para los tres casos. En lugar de ello, se ha preferido trabajar únicamente con un canal de 6 MHz de ancho, por dos razones: es la canalización más común y serán más sencillas de entender todas las relaciones numéricas que gobiernan al sistema.

4.1 Organización del canal radioeléctrico

Como ocurre en la mayoría de los servicios de radiodifusión (en referencia exclusiva a los servicios de comunicación audiovisual que emplean el espectro radioeléctrico como medio), no es posible utilizar toda la anchura de banda disponible para la transmisión, siendo necesario dejar ciertos márgenes por encima y por debajo de los límites del canal asignado. Estos márgenes, que se conocen como "bandas de guarda", en frecuencias de VHF y UHF suelen tener entre 20 kHz y 200 kHz de ancho (según el tipo de servicio y las pendientes que presenten las curvas de respuesta en frecuencia espectral) y han sido pensados como medida de seguridad para evitar posibles interferencias sobre los canales adyacentes. La figura 15 ilustra este sencillo concepto:

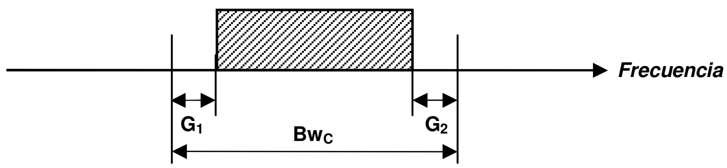


Figura 15: Bandas de guarda superior e inferior de un canal

Con dos bandas de guarda de 200 kHz cada una, son unos 400 kHz los que no podrán utilizarse del total de 6 MHz. Se podría pensar entonces, en organizar el canal en porciones (que la norma denomina "segmentos" y se representan como N_S) de unos 400 kHz aproximadamente. Entonces:

$$N_s = \frac{Bw_C}{400} = \frac{6000\,KHz}{400\,KHz} = 15$$

Dado que la anchura de uno de los segmentos se deberá repartir entre las bandas de guarda, quedarían 14 disponibles para el servicio. Pero el estándar ISDB-T_b contempla además la posibilidad de ofrecer un servicio de banda angosta que utiliza un solo segmento (y de allí la denominación *"one-seg"*). El segmento destinado a *one-seg* debe ocupar el centro de la banda, a fin de que el receptor pueda sintonizarlo fácilmente. Si este segmento ocupa la posición central y se deja igual cantidad de segmentos a derecha e izquierda de él, la banda debería dividirse en 14 segmentos en lugar de 15 y reservar uno de ellos para distribuir entre las bandas de guarda. Por lo tanto, la anchura de cada segmento será:

$$\boxed{Bw_S = \frac{Bw_C}{14} = \frac{6000\,KHz}{14} = \frac{3000\,kHz}{7} = 428{,}57\,kHz}$$

El estándar ISDB-T_b ha sido definido como un sistema de *"banda segmentada"*, donde cada segmento tiene una anchura de 428,57 kHz. Como los segmentos utilizan multiplexación OFDM, se lo denomina OFDM-BST

Al disponer de un total de 13 segmentos para el servicio, el canal quedaría organizado de la manera que muestra la figura 16, donde además puede verse como se numeran los segmentos en ISDB-T_b (segmentos impares a la izquierda y segmentos pares a la derecha del segmento central).

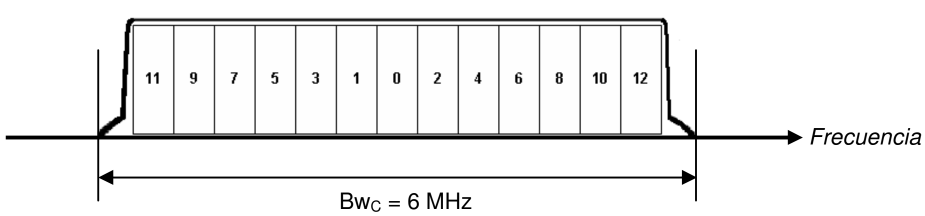


Figura 16: Organización del canal en segmentos

Por lo tanto, la anchura de banda total ocupada por los 13 segmentos es entonces:

$$Bw = N_s \,.\, Bw_s = 13\,\frac{3000}{7} = 5{,}571\ MHz$$

4.2 Reajuste de los parámetros OFDM

En 3.4.1 el calculó mostró que se necesitaban 1386 portadoras. Si estas se distribuyen por igual entre los 13 segmentos, la cantidad de portadoras L_S que entrarán en cada uno es:

$$L_s = \frac{L}{N_s} = \frac{1386}{13} = 106{,}6$$

Resulta evidente que la cantidad de portadoras debe ser un número entero y el resultado está indicando que se necesitarán más de 106 portadoras por segmento.

Si se elige $L_S = 107$, la separación entre las portadoras dentro de cada segmento será:

$$\Delta f = \frac{\frac{3000}{7}}{107} = \frac{3000}{749} = 4{,}0053...\ \text{kHz}$$

Y por lo tanto, el período útil de símbolo es:

$$T_u = \frac{749}{3000} = 249{,}666...\ \mu s$$

Este tiempo útil de símbolo que se acaba de calcular es un <u>número periódico</u> y por lo tanto, los intervalos de guarda a él asociados también lo serán. Determinada la frecuencia de muestreo de IFFT necesaria, se podrá comprobar que no existirá un número entero de muestras dentro de los períodos T_U y T_G, y por ende, tampoco dentro del período total de símbolo T_S.

En consecuencia, deberá adoptarse el número entero siguiente y esta es la razón por la cual en ISDB-T_b la cantidad de portadoras por segmento resulta ser:

$$\boxed{L_S = 108}$$

Al adoptar 108 portadoras por segmento, se tendrá un total para los trece segmentos de:

$$L = L_s \,.\, N_s = 108 \times 13 = 1404$$

Con L portadoras en total, habrá (L – 1) espacios de anchura Δf, con lo cual la anchura total ocupada será igual a (L – 1) Δf. La figura 17 ayuda a comprender este razonamiento, mediante un número pequeño de portadoras:

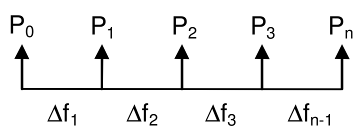


Figura 17: Número total de portadoras y espacios Δf

Ahora se pueden escribir las siguientes ecuaciones:

$$Bw = (L - 1)\,\Delta f \qquad (1)$$

$$Bw = N_S \,.\, Bw_S \qquad (2)$$

$$\Delta f = \frac{Bw_S}{L_S} \qquad (3)$$

Reemplazando (2) y (3) en la ecuación (1) se obtiene:

$$N_S \,.\, Bw_S = (L - 1)\,\frac{Bw_s}{L_S}$$

Entonces el número total de portadoras realmente necesarias para satisfacer todas las condiciones es:

$$L = (L_S \,.\, N_S) + 1 = 108 \times 13 + 1 = 1405 \qquad (4)$$

$$\boxed{L = 1405}$$

Como el número de portadoras para todos los segmentos deberá ser el mismo (108), el estándar ISDB-T_b especifica la cantidad total de portadoras tal como se mostró en la expresión (4)

$$\boxed{L = 108 \text{ x } N_S + 1}$$

Ahora se pueden calcular los parámetros restantes, comenzando por la separación Δf entre portadoras:

$$\Delta f = \frac{Bw_s}{L_S}$$

$$\boxed{\Delta f = \frac{\frac{3000}{7}}{108} = \frac{250}{63} = 3{,}968 \text{ kHz}}$$

Una vez calculada la separación Δf, es posible determinar el valor que debe tener el tiempo útil de símbolo necesario para mantener la condición de ortogonalidad entre portadoras:

$$T_u = \frac{1}{\Delta f}$$

$$\boxed{T_U = \frac{1}{3968} = 252\,\mu s}$$

Ahora se pueden calcular los valores posibles para el intervalo de guarda T_G y la duración de símbolo T_S:

T_G	1/4 T_U	63 μs	$T_S = T_U + T_G$	315 μs
	1/8 T_U	31,5 μs		283,5 μs
	1/16 T_U	15,75 μs		267,75 μs
	1/32 T_U	7,875 μs		259,875 μs

Tabla 1: Intervalos de guarda y tiempos de símbolo

Y finalmente se puede determinar la frecuencia de muestreo necesaria para la IFFT. Se recordará que el valor de esta frecuencia está condicionado por la necesidad de obtener un número entero de muestras durante el período útil de símbolo T_u , es decir:

$$f_{IFFT} = \frac{2^n}{252 \text{ x } 10^{-6}} \quad \text{Con la condición de que } 2^n \geq L \text{, siendo n entero}$$

Para 1405 portadoras, deberá ser n = 11, resultando $2^n = 2048$; por lo tanto la frecuencia de muestreo será:

$$\boxed{f_{IFFT} = \frac{2048}{252} = \frac{512}{63} = 8{,}126 \text{ MHz}}$$

Este juego de parámetros define completamente al **Modo 1** del sistema ISDB-T_b, también denominado **Modo 2K**, por ser $2^n = 2048$. Todos los parámetros pertenecientes a los **Modos 2 y 3,** al igual que los

correspondientes al Modo 1, se pueden derivar muy fácilmente a partir de la frecuencia de muestreo f_{IFFT}, único valor fundamental y común a los tres modos.

4.3 Bandas de guarda para canales ISDB-T$_b$[10]

Normalmente, dentro de una misma área de servicio (ciudad, conglomerado urbano con poblaciones satélite), a los fines de prevenir posibles interferencias, los canales de TV analógicos se distribuyen con un espaciamiento entre ellos de 6 MHz, es decir, canal de por medio, no estando autorizada la explotación de los canales adyacentes. Por esta razón, el espectro presenta el aspecto que se muestra en la figura 18 (para canales altos de VHF):

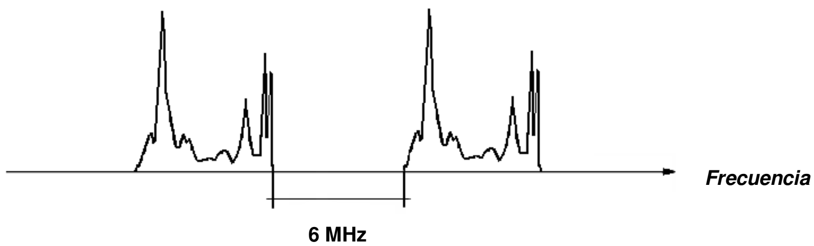


Figura 18: Canalización en TV analógica

El servicio de TV digital se irá incorporando gradualmente y durante la transición este sistema convivirá con las transmisiones analógicas, éstas últimas presentes tanto en los canales de VHF (2 al 6 y 7 al 13) como en los de UHF (14 al 69). El objetivo fundamental es aprovechar completamente el espectro disponible, otorgando todas las asignaciones de frecuencia que resulten posibles y esto implicará dejar de lado el procedimiento de espaciarlos cada 6 MHz. Con asignaciones mixtas, el espectro se vería aproximadamente como lo muestra la figura 19, mientras que en la figura 20 se aprecia el resultado de un ensayo concreto, realizado con emisiones ISDB-T y NTSC operando en canales adyacentes.

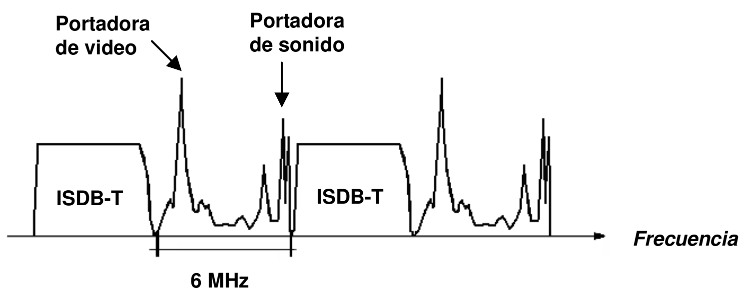


Figura 19: Canalización mixta (analógica y digital)

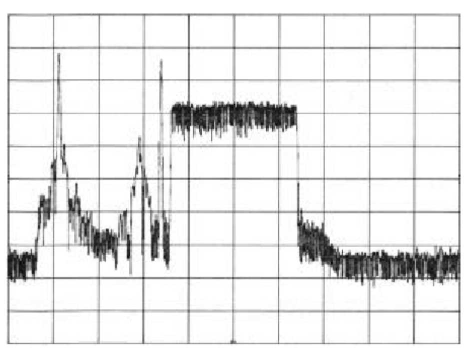


Figura 20: Señales ISDB-T y NTSC en canales adyacentes

10 “Protection ratio experiments and results for ISDB-T” ARIB Report (in Japanese). Translation by DiBEG, May 11, 2000.

A simple vista, en la figura 19 se puede apreciar que la separación entre las portadoras de video y las portadoras ISDB-T es mayor que la separación entre éstas y las portadoras de sonido. Recordando las posiciones normalizadas que ocupan las portadoras de video y de sonido de los canales analógicos y llevando esos valores a la figura 21, se puede visualizar la distribución que tendrían estos espaciamientos, si se emplearan bandas de guarda simétricas para el canal digital, cada una de ellas con una anchura igual a medio segmento:

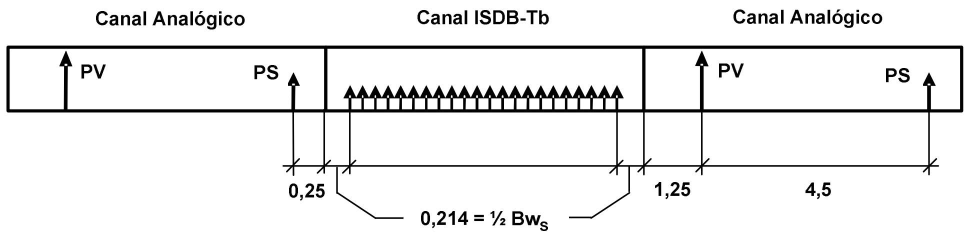


Figura 21: Espaciamientos en frecuencia (MHz)

Durante la etapa de desarrollo del estándar ISDB-T se realizaron numerosos ensayos de medición de las relaciones entre señal útil y señal interferente. En forma muy resumida, los principales resultados obtenidos en las mediciones de interferencia provocada por la señal ISDB-T sobre la señal NTSC son los siguientes:

- El canal digital se operó en las siguientes frecuencias centrales: f_0 y $f_0' = f_0 + 0{,}15$ MHz.
- En general, cuando la señal ISDB-T estaba presente en el canal adyacente inferior, las relaciones entre señal útil (analógica) y señal interferente eran mejores (unos 10 dB) que las que se obtenían cuando la señal digital operaba en el canal adyacente superior. Una posible justicación para este hecho se encuentra en el procesamiento de las señales en los receptores de TV analógicos, donde hay un importante énfasis sobre las componentes de alta frecuencia de la señal de video (por ejemplo la señal de croma).
- Cuando la señal ISDB-T estaba presente en el canal adyacente inferior, no había diferencias significativas en las relaciones entre señal útil y señal interferente obtenidas con los tres valores de f_0.
- En contraste con la afirmación anterior, los resultados obtenidos cuando la señal ISDB-T estaba en el canal adyacente superior eran significativamente diferentes para f_0 y $f_0' = f_0 + 0{,}15$. En este último caso (frecuencia central desplazada 150 kHz), la relación entre la señal útil y la señal interferente mejoraba notablemente, aún en receptores de baja calidad.
- En cuanto a la interferencia co-canal, las mediciones mostraban ciertas diferencias de acuerdo al valor del desplazamiento que se adoptara para la frecuencia central. Si la portadora de video del canal analógico quedaba posicionada entre portadoras OFDM ("entrelazada"), las relaciones entre señal útil y señal interferente empeoraban de 1 a 3 dB. Los mejores resultados se consiguieron cuando se las hizo coincidir. A continuación se justificará el valor encontrado.

Volviendo a la figura 21, puede verse que las separaciones en frecuencia son las siguientes:

- Entre portadora de sonido y primera portadora ISDB-T_b S = 0,25 + 0,214 = 0,464 MHz
- Entre portadora de video y última portadora ISDB-T_b S = 1,25 + 0,214 = 1,460 MHz

La diferencia entre estos valores es de más tres veces. En consecuencia y para lograr un desplazamiento positivo según se acaba de explicar, se reduce dicha diferencia, aproximándola a una relación 2:1, lo además permitirá incrementar la separación entre la portadora de sonido del canal analógico inferior y la primera portadora del canal digital.

Para determinar el valor necesario, es conveniente fijar algún criterio. En los canales analógicos, la proporción porcentual de espacio entre cada portadora y el límite del canal, con respecto al espaciamiento total (1,25 + 0,25 = 1,5 MHz) es:

Entre portadora de video y límite inferior del canal $\frac{1{,}25}{1{,}50}.100 = 83{,}33\,\%$

Entre portadora de sonido y límite superior del canal $\frac{0{,}25}{1{,}50}.100 = 16{,}66\,\%$

Empleando las mismas relaciones para los canales digitales, donde el espacio total no utilizado es igual a la anchura de un segmento, se pueden calcular las bandas de guarda necesarias:

$$G_1 = 0{,}833 \text{ x } Bw_S = 0{,}833 \frac{3000}{7} = 357{,}14 \text{ kHz}$$

$$G_2 = 0{,}166 \text{ x } Bw_S = 0{,}166 \frac{3000}{7} = 71{,}42 \text{ kHz}$$

Haciendo que la anchura de cada una de estas bandas de guarda sea un múltiplo entero de Δf, es decir, que correspondan a un cierto número entero de portadoras nulas se tiene:

$$L_{G1} = \frac{G_1}{\Delta f} = \frac{357{,}14}{3{,}968} = 89{,}9$$

$$L_{G2} = \frac{G_2}{\Delta f} = \frac{71{,}42}{3{,}968} = 17{,}9$$

La norma ISDB-T_b adopta 90 portadoras nulas para la banda de guarda inferior G_1 y 18 portadoras nulas para la banda de guarda superior G_2. Sus valores finales pueden expresarse de la siguiente manera:

$$G_1 = 90 \,.\, \Delta f = 90 \frac{\frac{3}{7}}{108} = \frac{5}{14} \text{ MHz}$$

$$G_2 = 18 \,.\, \Delta f = 18 \frac{\frac{3}{7}}{108} = \frac{1}{14} \text{ MHz}$$

Las separaciones ajustadas según este criterio son:

- Entre portadora de sonido y primera portadora ISDB-T_b S = 0,25 + 0,357 = 0,607 MHz
- Entre portadora de video y última portadora ISDB-T_b S = 1,25 + 0,071 = 1,321 MHz
- Relación entre separaciones 2,18 : 1

4.3.1 Off-set de la frecuencia central del canal

Con la adopción de bandas de guarda asimétricas se consigue que la frecuencia central f_0 del canal se desplace hacia una frecuencia más alta y, por lo tanto, dejará de coincidir con la semisuma de los límites superior e inferior del canal. A continuación se deducirá el nuevo valor para esta frecuencia. El primer paso se puede ver en la figura 22, donde se calcula la anchura ocupada por 6 ½ segmentos. Se indica como referencia el segmento central:

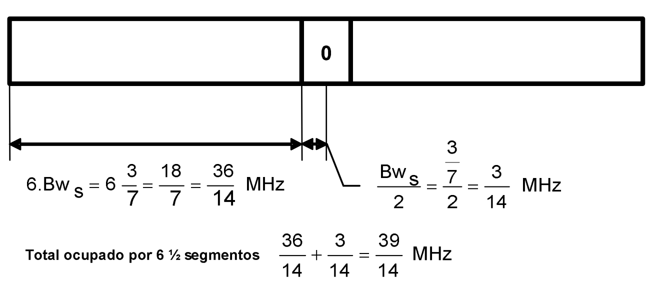


Figura 22: Espacio ocupado por 6 ½ segmentos

A continuación, en la figura 23 se procede a calcular la nueva frecuencia central del canal f'_0.

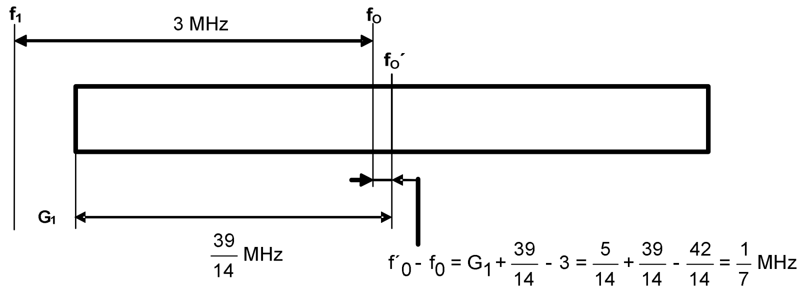


Figura 23: Obtención de la frecuencia central f´$_0$

Como puede verse la frecuencia central del canal resulta desplazada positivamente $\frac{1}{7}$ MHz

$$\boxed{f_0{}' = f_0 + \frac{1}{7}\ \text{MHz}}$$

Este desplazamiento se denomina _off-set de 1/7 de la frecuencia central del canal_ y esta frecuencia f´$_0$ será coincidente con la portadora que ocupa la posición central de las 1405 que están activas. A continuación, con la ayuda de la figura 24, se determinará cuál es esa portadora y además se mostrarán algunas relaciones que la norma utiliza para expresar las anchuras de banda ocupadas:

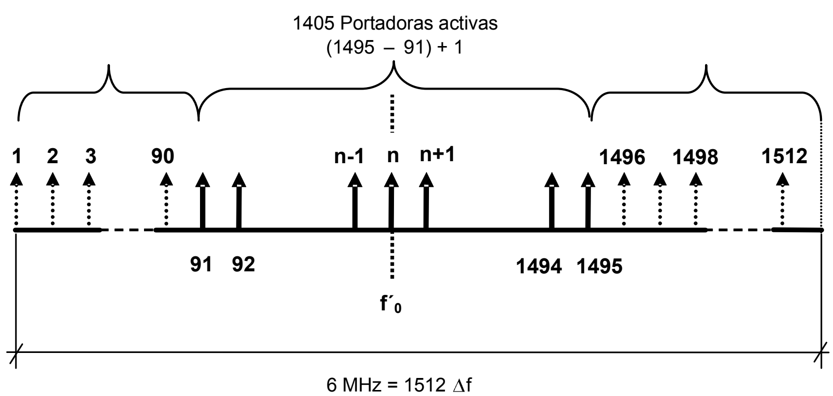


Figura 24: Determinación de la portadora central

Claramente <u>la portadora central, coincidente con f´$_0$</u> resulta ser $n = \frac{1495 + 91}{2} = 793$

El estándar ISDB-T$_b$ numera solamente las portadoras activas, comenzando por P_0 y hasta P_{1404} y por lo tanto, la portadora P_{91} es en realidad P_o. Para obtener los subíndices correspondientes a cada portadora, activa, bastará con restar 91 a las cifras determinadas anteriormente, tal como se muestra en la figura 25:

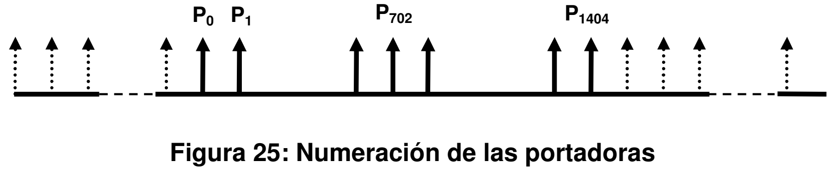


Figura 25: Numeración de las portadoras

También, mediante la ayuda de figura 25, resultará sencillo derivar la expresión que utiliza el estándar para determinar la anchura de banda total ocupada por las portadoras activas. Se comenzará por la manera más simple de visualizar el resultado:

$$Bw = L\,.\,\Delta f = 1405\,\frac{250}{63} = 5575{,}4\,kHz = 5{,}575\,MHz$$

Pero también, es posible obtener el mismo valor en base a la cantidad segmentos y la anchura de banda de cada uno, añadiendo el espacio adicional correspondiente a la portadora 1405 (P_{1404} ya que se comienza a contar desde cero):

$$Bw = N_s\,.Bw_s\ + \Delta f = 13\,\frac{3000}{7} + \frac{250}{63} = 5575{,}4\,kHz = 5{,}575\,MHz$$

Por este motivo, el estándar expresa la anchura de banda ocupada por la señal como:

$$\boxed{Bw\,(kHz) = \frac{3000}{7}N_s\ + \frac{250}{63}}$$

Por otro lado, para emisiones analógicas y digitales en operación co-canal, con la ayuda de la figura 26 se puede verificar la coincidencia de las portadoras OFDM con las portadoras de video y sonido del canal analógico:

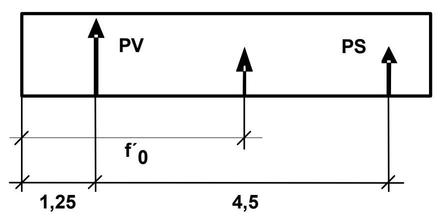


Figura 26: Coincidencia entre portadoras analógicas y portadoras OFDM

Dado que las portadoras OFDM estan separadas entre sí un valor igual a Δf, se pueden plantear las siguientes ecuaciones:

Para la portadora de video: $\left(3000 + \frac{1000}{7}\right) - n_1\frac{250}{63} = 1250$ de donde $n_1 = 477$

La portadora de video coincide con la portadora OFDM $P_{702\text{-}477} = P_{225}$

Para la portadora de sonido: $\left(3000 + \frac{1000}{7}\right) + n_2\frac{250}{63} = 5750$ de donde $n_2 = 657$

La portadora de sonido coincide con la portadora OFDM $P_{702+657} = P_{1359}$

4.4 Modos 2 y 3 del sistema ISDB-T_b

Hasta el momento, el estudio se ha basado exclusivamente en el Modo 1 (también llamado 2K). En el apartado 4.2 la tabla 1 permite deducir que existen 4 configuraciones distintas para este modo, donde la variable fundamental es el valor del intervalo de guarda.

Se ha demostrado que el valor de este intervalo está estrechamente relacionado con los tiempos de retardo de las señales reflejadas. En este punto, resultará útil cuantificar, mediante la tabla 2, los intervalos de guarda del modo 1, asociándolos a las correspondientes distancias (d) recorridas por las señales reflejadas:

Modo 1		
T_G		d
1/4 T_U	63 µs	18,9 km
1/8 T_U	31,5 µs	9,45 km
1/16 T_U	15,75 µs	4,72 km
1/32 T_U	7,875 µs	2,36 km

Tabla 2: Intervalos de guarda y distancias de reflexión para el Modo 1

Los valores de la tabla 2 deben interpretarse como límites máximos de las distancias recorridas por las señales reflejadas antes de llegar a la antena receptora, evitando la aparición de ISI. Resulta claro que para tener cierto margen de seguridad, los tiempos de reflexión de todas las señales retardadas deberán ser menores al intervalo de guarda elegido.

El caso más desfavorable cubierto por el Modo 1 es para T_G = ¼ T_U es decir, casi 20 km. Pero ¿qué sucede cuando las distancias resultan mayores a este valor, por ejemplo entre 60 y 70 km? Estas distancias, que a priori parecen muy grandes, dejan de serlo si se tiene en cuenta que se trata del recorrido de ida y vuelta de la señal reflejada, por lo cual el objeto reflectante realmente estará ubicado a unos 30 o 35 km. Esta situación puede darse perfectamente en ciudades y conglomerados ubicados en zonas llanas, con un cordón montañoso distante, como lo muestra la figura 27:

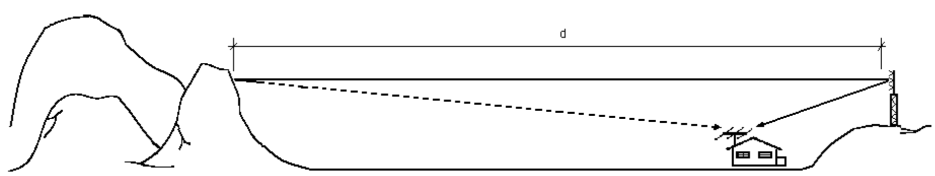


Figura 27: Punto de reflexión distante

Si el objetivo fundamental a la hora de establecer un nuevo sistema de TV digital terrestre es que éste se adapte a la mayor cantidad de escenarios posibles, resulta evidente la necesidad de poder contar con un mayor número de opciones para poder configurar correctamente un sistema de emisión. Por está razón, el estándar ISDB-T_b define dos modos adicionales: **Modo 2 (4K) y Modo 3 (8K).** Matemáticamente, estos modos guardan relación directa con el Modo 1, desde el cual es posible derivar -por varios caminos diferentes- la totalidad de los parámetros de funcionamiento necesarios para los otros dos. Dado que el análisis se viene realizado a partir de los tiempos de retardo y tiempo útil de símbolo T_U, se hará lo mismo para los Modos 2 y 3, tomando como referencia el valor T_{U1} = 252 µs (tiempo útil para el Modo 1). Los correspondientes valores de T_U, T_G y d asociados para cada caso se muestran en la tabla 3:

Modo 2				Modo 3			
$T_{U2} = 2.T_{U1}$	T_G		d	$T_{U3} = 2.T_{U2}$	T_G		d
504 µs	1/4 T_U	126 µs	37,8 km	1008 µs	1/4 T_U	252 µs	75,6 km
	1/8 T_U	63 µs	18,9 km		1/8 T_U	126 µs	37,8 km
	1/16 T_U	31,5 µs	9,45 km		1/16 T_U	63 µs	18,9 km
	1/32 T_U	15,75 µs	4,72 km		1/32 T_U	31,5 µs	9,45 km

Tabla 3: Intervalos de guarda y distancias máximas de reflexión para los Modos 2 y 3

Los modos 2 y 3 tienen, en términos absolutos, los intervalos de guarda más grandes. Estos modos han sido pensados *fundamentalmente para permitir la operación en redes SFN y ofrecen una mayor robustez contra el efecto Doppler en la recepción móvil*.

En general, se puede afirmar que el modo 2 es aconsejable para SFN con emisores separados a distancias entre 5 y 38 km, mientras que el modo 3 sería el indicado para redes con puntos de emisión ubicados entre 10 y 76 km. Además, como se puede observar en la tabla 3, cada modo contempla una gama de valores intermedios comunes entre ambos.

En la tabla 4, se pueden ver los principales parámetros derivados a partir del tiempo útil de símbolo. Al duplicarse el valor de T_U entre cada modo, la separación entre portadoras se reduce a la mitad y se duplica el número de portadoras por segmento de manera correspondiente:

Parámetro	Modo 1	Modo 2	Modo 3
T_U	252 μs	504 μs	1008 μs
$\Delta f = \frac{1}{T_U}$	$\frac{250}{63}$	$\frac{125}{63}$	$\frac{125}{126}$
$L_S = \frac{Bw_s}{\Delta f}$	108	216	432
$L = 13\ L_S + 1$	1405	2809	5617

Tabla 4: Parámetros básicos de los Modos 1, 2 y 3

Surge ahora la pregunta sobre cuál de los tres modos es el mejor desde el punto de vista de la tasa binaria o velocidad de datos. En 3.4.1 se pudo ver que la tasa del sistema es directamente proporcional al número de portadoras de éste:

$$R\ (\text{bps}) = \frac{b_P.L}{T_s}$$

Si se mantiene el valor de b_P (cantidad de bits transmitidos por portadora), cada vez que se duplica la cantidad de portadoras L, se duplica el tiempo de símbolo T_S correspondiente, con lo cual el cociente entre estos dos valores sigue siendo el mismo, al igual que el valor de R. Por lo tanto:

A igualdad parámetros de codificación y esquemas de modulación aplicados sobre las portadoras, la tasa R de transmisión, en bits por segundo, es independiente del modo utilizado.

Hasta el momento, los cálculos se han realizado en base a la utilización de un esquema de modulación 64-QAM, que transfiere b_P = 6 bits por portadora. Para ello, también se ha supuesto una relación C/N situada en el orden de los 18 dB o más, condición necesaria para que los receptores puedan demodular correctamente la señal. Cuando esto no resulta posible, ISDB-T_b contempla la posibilidad de emplear modulaciones más sencillas (b_P = 4 para 16-QAM y b_P = 2 para QPSK y DQPSK), aumentando la robustez del sistema en desmedro de la tasa de transferencia binaria R.

Para finalizar este apartado, conviene recordar que en 3.4.2 se analizó, al menos de manera preliminar, el uso de la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) para generar los símbolos OFDM y más tarde se explicitó la forma de obtener la frecuencia de muestreo de la IFFT:

$$f_{IFFT} = \frac{2^n}{T_u} \quad \text{Con } 2^n \geq L \text{, siendo n entero}$$

Aplicando esta expresión, se tiene para el Modo 2, L = 2809, n = 12 y habrá 4096 (4K) muestras en T_u:

$$f_{IFFT} = \frac{4096}{504} = 8{,}126\ \text{MHz}$$

Para el Modo 3, L = 5617, n = 13 y serán 8192 (8K) las muestras en T_u:

$$f_{IFFT} = \frac{8192}{1008} = 8{,}126\,\text{MHz}$$

Tal como se afirmó en su momento, la frecuencia de muestreo es la misma para los tres modos.

4.4.1 Tablas de parámetros: Modos 1, 2 y 3

A continuación, en las tablas 5 y 6 se presentan casi todos los parámetros de los modos 1, 2 y 3, de una manera muy similar al estándar ABNT NBR 15601. La diferencia radica en la omisión de algunos valores que, hasta el momento, no han sido introducidos y analizados en este estudio.

<table>
<tr><th colspan="3">Parámetro</th><th colspan="2">Modo 1</th><th colspan="2">Modo 2</th><th colspan="2">Modo 3</th></tr>
<tr><td colspan="2">Ancho de banda del segmento</td><td>Bw_S</td><td colspan="6">3000/7 = 428,57 kHz</td></tr>
<tr><td colspan="2">Separación entre portadoras</td><td>Δf</td><td colspan="2">250/63 kHz</td><td colspan="2">125/63 kHz</td><td colspan="2">125/126 kHz</td></tr>
<tr><td colspan="2">Número de portadoras activas por segmento</td><td>L_S</td><td>108</td><td>108</td><td>216</td><td>216</td><td>432</td><td>432</td></tr>
<tr><td colspan="2">Número de portadoras de datos por segmento</td><td>L_D</td><td>96</td><td>96</td><td>192</td><td>192</td><td>384</td><td>384</td></tr>
<tr><td colspan="3" rowspan="3">Esquema de modulación de las portadoras</td><td>QPSK</td><td rowspan="3">DQPSK</td><td>QPSK</td><td rowspan="3">DQPSK</td><td>QPSK</td><td rowspan="3">DQPSK</td></tr>
<tr><td>16QAM</td><td>16QAM</td><td>16QAM</td></tr>
<tr><td>64QAM</td><td>64QAM</td><td>64QAM</td></tr>
<tr><td colspan="2">Símbolos por cuadro</td><td>S</td><td colspan="6">204</td></tr>
<tr><td colspan="2">Período útil de símbolo</td><td>T_U</td><td colspan="2">252 µs</td><td colspan="2">504 µs</td><td colspan="2">1008 µs</td></tr>
<tr><td rowspan="4">Relación $\frac{T_G}{T_U}$</td><td rowspan="4">Δ</td><td>1/4</td><td colspan="2">63 µs</td><td colspan="2">126 µs</td><td colspan="2">252 µs</td></tr>
<tr><td>1/8</td><td colspan="2">31,5 µs</td><td colspan="2">63 µs</td><td colspan="2">126 µs</td></tr>
<tr><td>1/16</td><td colspan="2">15,75 µs</td><td colspan="2">31,5 µs</td><td colspan="2">63 µs</td></tr>
<tr><td>1/32</td><td colspan="2">7,875 µs</td><td colspan="2">15,75 µs</td><td colspan="2">31,5 µs</td></tr>
<tr><td colspan="2" rowspan="4">Duración total de símbolo T_U+T_G</td><td rowspan="4">T_S</td><td colspan="2">315 µs</td><td colspan="2">630 µs</td><td colspan="2">1260 µs</td></tr>
<tr><td colspan="2">283,5 µs</td><td colspan="2">567 µs</td><td colspan="2">1134 µs</td></tr>
<tr><td colspan="2">267,75 µs</td><td colspan="2">535,5 µs</td><td colspan="2">1071 µs</td></tr>
<tr><td colspan="2">259,875 µs</td><td colspan="2">519,75 µs</td><td colspan="2">1039,5 µs</td></tr>
<tr><td colspan="2" rowspan="4">Duración total de cuadro $S.T_S$</td><td rowspan="4">T_C</td><td colspan="2">64,26 ms</td><td colspan="2">128,52 ms</td><td colspan="2">257,04 ms</td></tr>
<tr><td colspan="2">57,834 ms</td><td colspan="2">115,668 ms</td><td colspan="2">231,336 ms</td></tr>
<tr><td colspan="2">54,621 ms</td><td colspan="2">109,242 ms</td><td colspan="2">218,484 ms</td></tr>
<tr><td colspan="2">53,014 ms</td><td colspan="2">106,029 ms</td><td colspan="2">212,058 ms</td></tr>
<tr><td colspan="2">Frecuencia de muestreo de la IFFT</td><td>f_{IFFT}</td><td colspan="6">512/63 = 8,12698 MHz</td></tr>
</table>

Tabla 5: Parámetros del segmento OFDM según el estándar ISDB-T_b

<table>
<tr><th colspan="2">Parámetro</th><th>Modo 1</th><th>Modo 2</th><th>Modo 3</th></tr>
<tr><td>Numero de segmentos</td><td>N_S</td><td colspan="3">13</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Anchura de banda</td><td rowspan="2">Bw</td><td>$\frac{3000}{7}N_s + \frac{250}{63}$</td><td>$\frac{3000}{7}N_s + \frac{125}{63}$</td><td>$\frac{3000}{7}N_s + \frac{125}{126}$</td></tr>
<tr><td>5,575 MHz</td><td>5,573 MHz</td><td>5,572 MHz</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Número total de portadoras</td><td rowspan="2">L</td><td>108 x N_S + 1</td><td>216 x N_S + 1</td><td>432 x N_S + 1</td></tr>
<tr><td>1405</td><td>2809</td><td>5617</td></tr>
</table>

Tabla 6: Parámetros para 13 segmentos según el estándar ISDB-T_b

4.4.2 Tasas binarias de transmisión

Antes de continuar avanzando, en este punto es oportuno calcular las tasas de transmisión R para los distintos valores de intervalos de guarda y esquemas de modulación posibles. Anteriormente se ha visto que:

$$R\,(bps) = \frac{b_P.L}{T_s} \quad (1)$$

En esta expresión hasta el momento no se han considerado los coeficientes de corrección necesarios, que son consecuencia de los sistemas de codificación empleados. En 3.2.1 se indicó que tanto el agregado de un intervalo de guarda como los esquemas de protección de datos reducen la velocidad de transferencia neta del sistema. Tampoco se ha tenido en cuenta que la cantidad de portadoras disponibles para la transmisión de datos L_D por segmento, es menor que L_S (este dato se acaba de presentar en la tabla 6) y por lo tanto L = 13 x L_D.

Teniendo en cuenta lo expresado, se puede escribir la ecuación (1) de la siguiente manera:

$$R\,(bps) = K_O.K_I.\frac{b_P.13.L_D}{T_s} \quad (2)$$

K_O depende de la “codificación externa” y su valor es fijo $K_O = \frac{188}{204}$

K_I depende de la “codificación interna” utilizada y puede tomar los siguientes valores: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8. Oportunamente se analizará en detalle el origen de estos números. Aplicando la ecuación (2) a todas las combinaciones posibles, en la tabla 7 se calculan los valores para los 13 segmentos:

Relación Δ	K_I	Tasa binaria R (Mbps)		
		QPSK/DQPSK $b_P = 2$	16-QAM $b_P = 4$	64-QAM $b_P = 6$
1/4	1/2	3,651	7,302	10,954
	2/3	4,868	9,736	14,605
	3/4	5,477	10,954	16,430
	5/6	6,085	12,171	18,256
	7/8	6,390	12,779	19,169
1/8	1/2	4,057	8,114	12,171
	2/3	5,409	10,818	16,227
	3/4	6,085	12,171	18,256
	5/6	6,761	13,523	20,284
	7/8	7,099	14,199	21,298

1/16	1/2	4,295	8,591	12,886
	2/3	5,727	11,455	17,182
	3/4	6,443	12,886	19,330
	5/6	7,159	14,318	21,477
	7/8	7,517	15,034	22,551
1/32	1/2	4,426	8,851	13,277
	2/3	5,901	11,802	17,703
	3/4	6,638	13,277	19,915
	5/6	7,376	14,752	22,128
	7/8	7,745	15,490	23,235

Tabla 7: Tasas de transmisión R (en Mbps) para 13 segmentos

5. SISTEMA DE TRANSMISIÓN

El sistema ISDB-T_b permite organizar la información a transmitir en tres capas jerárquicas diferentes, denominadas A, B y C. Se trata de una función muy importante y es el motivo por el cual el canal ha sido dividido en segmentos, convirtiéndolo en un sistema de *banda segmentada.*

La figura 28 muestra un ejemplo muy sencillo, donde se han asignado las tres capas a diferentes servicios. También se muestra su correspondencia con la posición de los segmentos en el espectro (recordar que los segmentos pares e impares se ordenan respectivamente, de derecha a izquierda del segmento central):

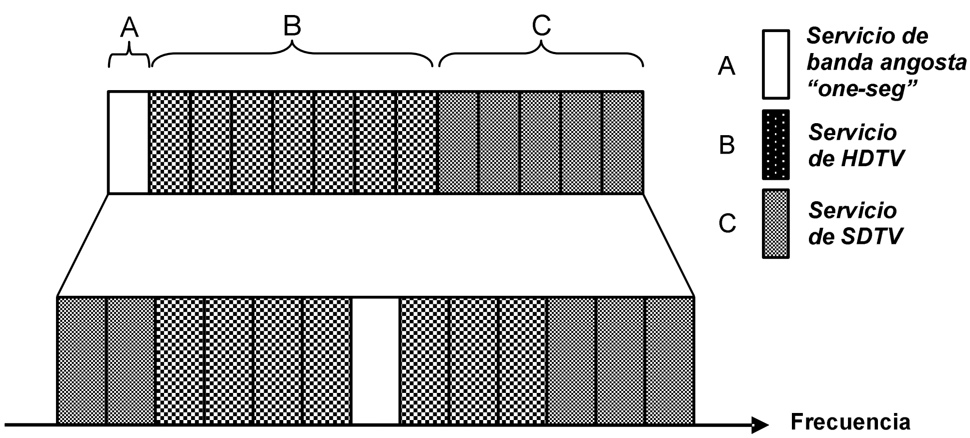


Figura 28: Transmisión jerárquica en tres capas

Cada capa jerárquica se conforma con uno o más segmentos OFDM, tantos como requiera la anchura de banda del servicio que se desea ofrecer. El número de segmentos y el conjunto de parámetros de codificación para cada capa jerárquica pueden ser configurados por el radiodifusor, siendo posible especificar para cada una y por separado, parámetros tales como esquema de modulación para las portadoras, codificación interna y entrelazado de tiempo.

El segmento central puede ser utilizado para recepción parcial y en ese caso se lo considera como una capa jerárquica. El servicio tiene la denominación especial *"one-seg"* y apunta principalmente a ofrecer un servicio de LDTV (TV de baja definición) para teléfonos móviles y otros dispositivos con pantallas de tamaño reducido.

El estándar también impone que cada canal de televisión pueda ser recibido simultáneamente por receptores fijos, móviles y portátiles. Más adelante se verá que hay un conjunto de portadoras que están destinadas a la transmisión de la información de control necesaria para que el receptor pueda identificar los parámetros de configuración de la emisión y los distintos servicios disponibles.

5.1 Diagrama en bloques del sistema

En este apartado se analizarán con detalle los bloques que integran el sistema de transmisión, en donde se aplicarán todos los conceptos estudiados hasta el momento: sistemas de codificación de datos, entrelazados en frecuencia y en tiempo, generación de símbolos OFDM mediante IFFT, inserción de intervalo de guarda y armado del cuadro OFDM de 204 símbolos.

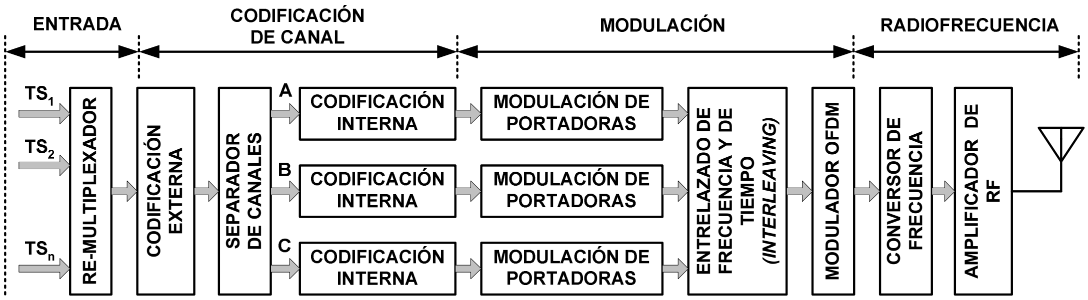


Figura 29: Sistema de transmisión ISDB-T_b

La figura 29 muestra la organización general del sistema en grandes bloques. Más adelante se verá la composición de cada uno de ellos con detalle.

Se distinguen claramente cuatro secciones: entrada, bloques de codificación de canal, bloques de modulación y etapa final de conversión (elevación) de frecuencia, amplificación de potencia y filtrado.

Los bloques de codificación de canal son los encargados de añadir protección a los bits de datos (razón por la cual la multiplexación también se suele llamar COFDM, es decir, OFDM codificado). Hay otras funciones más, tales como dispersión de energía y ajuste de retardos. En la figura 29 también se puede ver la presencia del bloque separador, que permite dividir la información a transmitir en tres capas jerárquicas.

Los bloques de modulación realizan las funciones de mapeo de bits (armado de constelaciones I-Q), combinación de las capas A, B y C, entrelazados en frecuencia y en tiempo, armado del cuadro OFDM, generación de OFDM mediante IFFT e inserción de intervalo de guarda.

5.1.1 Flujo de transporte (TS) MPEG-2

Cuando comenzó el desarrollo del sistema ISDB-T en Japón, se establecieron tres premisas fundamentales:

- Transmisión jerárquica de hasta tres capas llamadas “A”, “B” y “C”.
- Posibilidad de recepción parcial (un solo segmento).
- Adopción de la trama de transporte MPEG-2 para posibilitar la compatibilidad con otros estándares.

Estos dos requerimientos inicialmente resultan incompatibles, debido a que el flujo de transporte (TS) de MPEG-2 no fue diseñado para transmisión jerárquica y menos aún para recepción parcial. Sin embargo, los ingenieros japoneses de NHK[11] encontraron la manera de resolver este problema, adaptando el TS a las necesidades planteadas por el sistema ISDB-T.

Las principales características del TS y del esquema de multiplexación (MPX) que se emplea en MPEG-2 pueden verse en la figura 30 donde, a manera de ejemplo, se muestra la aplicación del proceso de compresión a las señales de audio y video, además del formateo de otro tipo de datos (por ejemplo teletexto) correspondientes al programa identificado como #1. Luego de este proceso, se generan los correspondientes flujos elementales ES (flujos de video y audio codificados) que en la etapa siguiente, son organizados en tramas de datos denominadas PES, generalmente de longitud variable. A continuación, un primer nivel de multiplexación combina la información de audio, video y datos en paquetes TS cuya longitud es fija e igual a 188 bytes. Opcionalmente, un segundo nivel permite multiplexar varios programas en un flujo único de paquetes de transporte TS. La figura también muestra un esquema del paquete de transporte TS.

La organización de los datos en paquetes reducidos, de solo 188 bytes, se utiliza en entornos de transmisión donde existe alta probabilidad de errores. Cuando este no es el caso, el primer nivel de multiplexión genera otro tipo de flujo binario denominado PS (flujo de programa) que contiene múltiples tramas PES.

11 Japan Broadcasting Corporation – Tokio, Japón

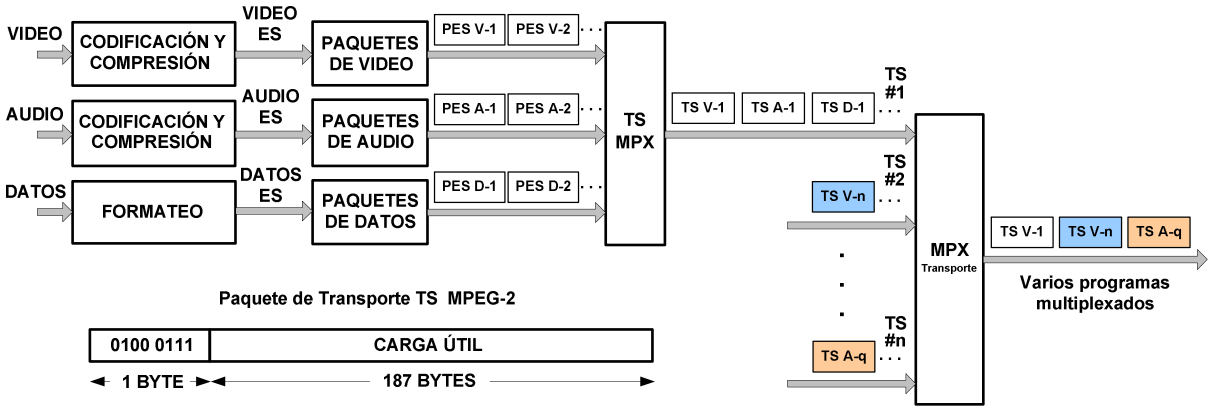


Figura 30: Paquetes de transporte TS y mutiplexación MPEG-2

Convendría aclarar que, en realidad, la cabecera de un paquete TS tiene una extensión de 4 bytes, siendo el primero de ellos el byte de sincronismo (47_H). Para el análisis que sigue, bastará con tener en cuenta solo este byte, considerando a los restantes como parte de la carga útil.

Dependiendo de las características del programa, las velocidades binarias pueden variar sustancialmente: una señal SDTV puede entregar un flujo de entre 2 y 6 Mbps, mientras que para HDTV puede estar situada entre 12 y 18 Mbps. En general los valores finales dependerán, entre otros parámetros, de la relación de compresión utilizada.

5.1.2 Re-multiplexador

Los desarrolladores del sistema ISDB-T consiguieron adaptar el TS de MPEG-2 para posibilitar su funcionamiento en transmisión jerárquica y recepción parcial, mediante un proceso denominado *"re-multiplexación"*.

El re-multiplexador combina los TS de entrada entregando a su salida un flujo binario único llamado BTS (TS de transmisión), que tiene las siguientes características:

- Agrega 16 bytes nulos a los paquetes TS
- Forma nuevos paquetes llamados TSP, cuya longitud es de 204 bytes (188+16).
- El flujo es sincrónico y tiene una tasa constante de 32,5079 Mbps.
- Posiciona y dispone los paquetes TSP posibilitando la transmisión jerárquica y la recepción parcial.
- Inserta una determinada cantidad de TSP nulos para poder mantener la velocidad binaria constante e independiente de los parámetros de transmisión seleccionados para cada capa jerárquica.

Para el desarrollo del estándar, se impusieron las siguientes condiciones al funcionamiento jerárquico:

- Cada segmento deberá transportar la cantidad de bits de datos que correspondan a un número entero de paquetes TSP.
- Las capas integradas por más de un segmento, igualmente transportarán un total de bits de datos que correspondan a un número entero de paquetes TSP.
- La cantidad de paquetes en cada capa podrá variar, dependiendo de la configuración de transmisión adoptada para cada capa.
- El reloj de sincronización f_R del flujo binario BTS será único para las tres capas y su valor exacto de frecuencia deberá derivarse de la frecuencia de muestreo de IFFT, por ser ésta última el valor de referencia común para los tres modos.

A continuación, en la figura 31 se ilustran los conceptos mencionados en los tres primeros requerimientos del estándar. En este ejemplo, se ha tenido en cuenta que cada capa puede tener una configuración diferente:

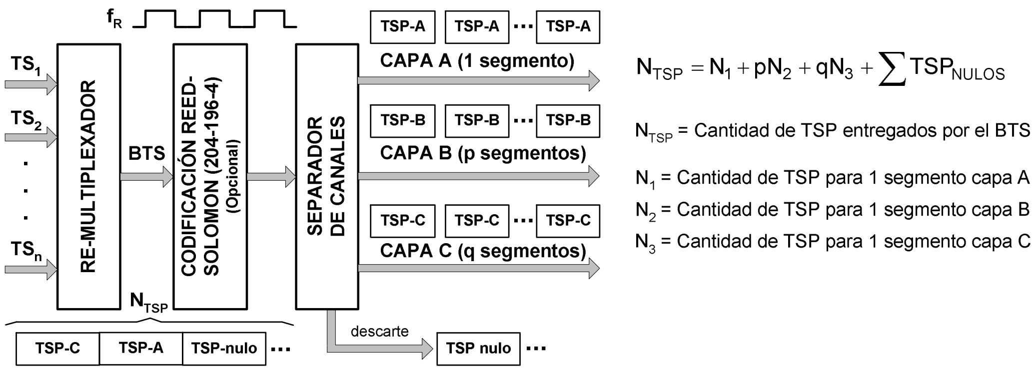


Figura 31: Generación del BTS y separación de paquetes TSP

Primeramente, se determinarán las condiciones que deben cumplirse para que sea posible asignar una cantidad entera de paquetes TSP a cada segmento. En 4.4.2 se calculó la tasa de transmisión para los 13 segmentos mediante la ecuación:

$$R\,(bps) = K_O . K_I . \frac{b_P . 13 . L_D}{T_s} \quad (1)$$

Esta expresión permite encontrar la velocidad neta de transferencia de datos, ya que está afectada por los coeficientes K_O y K_I. Como se está buscando la cantidad de bits de datos transmitidos en un determinado período de tiempo denominado T_C, se procede a multiplicar ambos miembros de (1) por T_C y dividirlos por 13 para obtener el número de bits correspondiente a un solo segmento:

$$b_S = \frac{1}{13} T_C\, R\,(bps) = K_O . K_I . b_P . L_D . \frac{T_C}{T_S} \quad (2)$$

Donde:

- b_S = Cantidad de bits de datos transmitida por un segmento
- T_C = Período de tiempo considerado

Por otro lado, N paquetes TSP entregarán al sistema de transmisión, para cada segmento OFDM, una cantidad de bits de datos (solamente datos efectivos) que se calcula como:

$$b_T = N \times 188 \times 8 \quad (3)$$

Donde b_T es la cantidad de bits de datos entregada por N paquetes TSP

Si se iguala la cantidad de bits transmitidos por un segmento b_S durante el período T_C con la cantidad de bits b_T aportada por N paquetes TSP, es decir $b_T = b_S$ se tiene:

$$N \times 188 \times 8 = K_O . K_I . b_P . L_D . \frac{T_C}{T_S} \quad (3)$$

Sustituyendo K_O por su valor 188/204 y definiendo $S = \frac{T_C}{T_S}$, al despejar N se obtiene finalmente:

$$N = \frac{S . K_I . b_P . L_D}{204 \times 8} \quad (4)$$

Dado que N deberá ser un número entero (no tiene sentido considerar paquetes fraccionados), recordando que b_P = 2, 4 ó 6 dependiendo del esquema de modulación utilizado y que K_I = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ó 7/8 dependiendo de la codificación interna empleada, un análisis detenido de la ecuación (4) permite llegar a varias conclusiones interesantes:

- El producto $S.K_I.b_P.L_D$ necesariamente debe ser divisible por el producto de 204 x 8
- El factor 8 presente en el denominador de (4) puede eliminarse si en todos los casos L_D es un múltiplo entero de 8, lo cual justifica la elección realizada para L_D de 96, 192 ó 384 portadoras para cada modo.
- El factor 204 presente en el denominador de (4) puede eliminarse si S = 204. Como $T_C = 204T_S$ el período de tiempo considerado será igual a 204 símbolos OFDM, agrupamiento que se denomina *"Cuadro OFDM"*, quedando de este modo justificada su necesidad en el esquema de transmisión ODFM.

- A igualdad de valores de b_P y K_I, el número de paquetes N podría ser el mismo para los modos 1, 2 y 3 si se adoptara un valor de S igual a 204, 102 y 51 respectivamente. Sin embargo, se decidió mantener S = 204 para simplificar el diseño del receptor, ya que se facilita la sincronización del BTS partiendo de la temporización del cuadro OFDM.

Todo lo anterior permite afirmar que cada segmento recibirá, a lo largo de un cuadro OFDM o 204 símbolos, un número entero de paquetes N, de acuerdo a los modos, esquemas de modulación y codificación interna empleados y la ecuación (4) puede escribirse como:

$$\boxed{N = \frac{K_I . b_P . L_D}{8}} \quad (5)$$

Dando valores a la ecuación (5) se obtienen los resultados de la tabla 8:

Modo	Modulación		QPSK/DQPSK (b_P =2)					16-QAM (b_P =4)					64-QAM (b_P =6)				
		K_I	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
1	L_D	96	12	16	18	20	21	24	32	36	40	42	36	48	54	60	63
2		192	24	32	36	40	42	48	64	72	80	84	72	96	108	120	126
3		384	48	64	72	80	84	96	128	144	160	168	144	192	216	240	252

Tabla 8: Valores de N (cantidad de paquetes TSP por segmento y por cuadro OFDM)

En cuanto a la frecuencia de reloj[12] f_R, su valor permitirá fijar el ritmo de entrega de bits durante el período de un cuadro para los 13 segmentos. Entonces, llamando b_C a la cantidad total de bits transmitidos en un cuadro OFDM, se debe verificar que:

$$b_C = T_C . f_R \quad (6)$$

Se puede expresar el período de cuadro T_C en función de S y de T_S. A su vez, el tiempo total de símbolo T_S puede escribirse en función del período útil T_U y de la relación Δ. Reemplazando estos valores en (6) se tiene:

$$b_C = S . T_U . (1 + \Delta) . f_R \quad (7)$$

Por otro lado, esta cantidad de bits debería ser igual a la carga binaria total transportada por un determinado número entero de paquetes para el total de 13 segmentos, que en este caso se denominará N_{TSP}. Por lo tanto:

$$b_C = N_{TSP} \text{ x } 204 \text{ x } 8 \quad (8)$$

Igualando las ecuaciones (7) y (8) se tiene:

$$N_{TSP} \text{ x } 204 \text{ x } 8 = S . T_U . (1 + \Delta) . f_R \quad (9)$$

Por otro lado, se vio que la frecuencia de muestreo de la IFFT se calcula como:

$$f_{IFFT} = \frac{2^n}{T_U}$$

Se puede poner al tiempo útil de símbolo T_U en función de la frecuencia de muestreo de la IFFT:

$$T_U = \frac{2^n}{f_{IFFT}} \quad (10)$$

Reemplazando (10) en (9) se tendrá:

$$N_{TSP} \text{ x } 204 \text{ x } 8 = S \frac{2^n}{f_{IFFT}} (1 + \Delta) . f_R \quad (11)$$

12 "Application of MPEG-2 Systems to Terrestrial ISDB (ISDB-T)". Michihiro Uehara. Procedings of the IEEE, Vol. 94, Nº 1, pp 261-268, January 2006.

En este punto, es importante comprender con claridad que siempre deberá cumplirse que $N_{TSP} > 13\, N_{max}$, (una vez descartados los TSP nulos, indicados en la figura 31 como Σ TSP_{NULOS}). N_{max} es la cantidad máxima de paquetes que se pueden asignar a un solo segmento.

Teniendo en cuenta esta afirmación, la ecuación (11) se puede transformar en la siguiente inecuación:

$$13.\, N_{max} \text{ x } 204 \text{ x } 8 \leq S \frac{2^n}{f_{IFFT}} (1+\Delta).\, f_R$$

La expresión anterior permite establecer la relación que debe existir entre las frecuencias f_R y f_{IFFT}:

$$\frac{f_R}{f_{IFFT}} \geq \frac{13.\, N_{max} \text{ x } 204 \text{ x } 8}{2^n\, S.\,(1+\Delta)} \quad (12)$$

Nuevamente, aparece de manera clara la conveniencia de hacer S = 204. Dando valores a (12), puede comprobarse que el segundo miembro toma su valor más grande para los N_{max} correspondientes a $b_P = 6$ (ver tabla 8) y relación de guarda $\Delta = 1/32$, cualesquiera sea el modo elegido:

$$\frac{f_R}{f_{IFFT}} \geq \frac{13 \text{ x } 63 \text{ x } 8}{2048\,(1+\frac{1}{32})}$$

$$f_R \geq 3{,}10\, f_{IFFT}$$

Por esta razón la frecuencia de reloj f_R adoptada para el flujo BTS es:

$$\boxed{f_R = 4\, f_{IFFT}} \quad (13)$$

"La frecuencia de reloj necesaria para sincronizar el flujo binario BTS, es igual a cuatro veces la frecuencia de muestreo de la IFFT".

Sustituyendo el valor encontrado en (13) en la ecuación (11), con S=204 y despejando N_{TSP} se tiene:

$$N_{TSP} = \frac{2^n}{8}(1+\Delta).\,\frac{4\, f_{IFFT}}{f_{IFFT}}$$

Llegando finalmente a la expresión que pone de manifiesto la cantidad de TSP necesarios:

$$\boxed{N_{TSP} = 2^{n-1}(1+\Delta)} \quad (14)$$

La tabla 9 muestra el número de paquetes TSP necesarios para cada modo y relación de guarda Δ, conformando el denominado *"Cuadro Múltiplex"*:

Modo	L_D	**Relación Δ**			
		1/4	**1/8**	**1/16**	**1/32**
1	96	1280	1152	1088	1056
2	192	2560	2304	2176	2112
3	384	5120	4608	4352	4224

Tabla 9: Cantidad de paquetes TSP en un Cuadro Múltiplex

Se aprecia que el número de paquetes TSP que deben transmitirse en un Cuadro Múltiplex para la totalidad de los segmentos es mayor que la calculada mediante los valores de la tabla 8 trasladados a los 13 segmentos. Un ejemplo ayudará a aclarar esta afirmación: Suponiendo que se adopta el Modo 1, 64-QAM, y $K_I = 7/8$ se tiene $N_{max} = 63$ y $13.N_{max} = 819$. Por su parte, la tabla 9 arroja una cantidad que estará comprendida entre 1280 y 1056 TSP, dependiendo del valor de Δ empleado.

Esto es así desde el momento en que se estableció que $N_{TSP} \geq 13\, N_{max}$ y que el valor final adoptado para f_R ha sido redondeado hacia arriba (de 3,10 a 4 f_{IFFT}). La diferencia entre ambos valores corresponderá a la cantidad de paquetes nulos que deberán ser insertados por el re-multiplexador.

5.1.2.1 Características del BTS

La asignación de cada paquete TSP a la capa jerárquica correspondiente resulta posible si el flujo binario BTS incluye la información necesaria para que el separador de canales pueda identificar correctamente a cada TSP[13]. La figura 32 muestra la estructura de los paquetes a nivel de BTS:

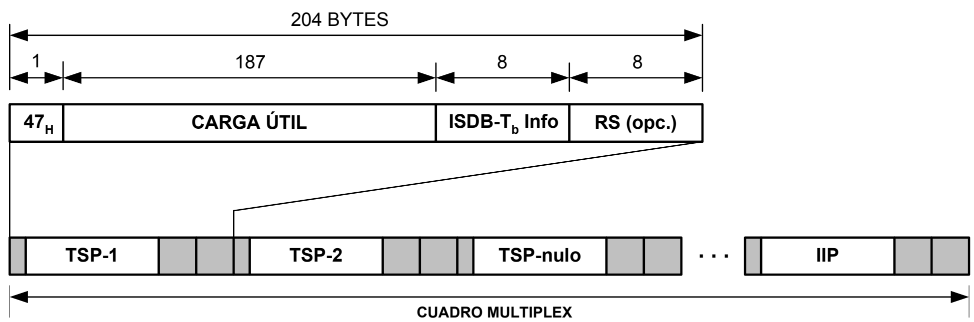


Figura 32: Estructura de los paquetes TSP a nivel de BTS

Los 8 bytes del campo “ISDB-T_b Info” proveen la siguiente información: indicador de la capa jerárquica, contador de TSP, cabecera de cuadro e información auxiliar, entre otros. Los 8 bytes restantes permiten incorporar, de manera opcional, un bloque de paridad Reed Solomon (204-196-4), también denominado *codificación externa u outer code,* que permite la corrección de hasta 4 bytes erróneos en cada TSP del flujo BTS.

El estándar ISDB-T_b especifica el uso de un canal especial denominado TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control), que transporta la información auxiliar necesaria para el correcto funcionamiento del receptor, ya que incluye los parámetros de configuración de la red. A nivel del BTS, esta información se incorpora dentro de un TSP especial denominado IIP (ISDB-T_b Information Packet) y cada cuadro multiplex incluye un paquete IIP.

El IIP entonces, tiene dos descriptores:

- TMCC (Transmission Multiplexing Configuration Control) que incluye:
    - Cantidad de muestras de la IIFT (modo)
    - Intervalo de guarda
    - Esquema de modulación
    - Codificación interna (K_I)
    - Cantidad de segmentos, entre otros.
- NSI (Network Synchronization Information), para la sincronización de SFN, con:
    - Synchronization Time Stamp (STS)
    - Tiempo de retardo máximo
    - Información de control de equipamiento
    - Identificación de equipamiento, entre otros.

5.1.2.2 Separador de Canales

En base a la información suministrada por el campo ISDB-T_b Info, el separador de canales procede a asignar cada TSP a la capa jerárquica correspondiente. Los *paquetes nulos son descartados* con el objetivo de mantener la máxima eficiencia posible en la tasa binaria de transmisión de datos. Además, el separador deberá poder detectar el paquete IIP que contiene la información de configuración, a los fines de aplicar los esquemas que se hayan seleccionado para las capas (Ver figura 35 más adelante).

---

13 “Re-multiplexing ISDB-T BTS into DVB TS for SFN”. Cristiano Akamine, Yuzo Iano, Gustavo de Melo Valeira and Gunnar Bedicks Jr. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 55, Nº 4, pp 802-809, December 2009.

Producida la asignación de los TSP a cada capa, se deduce que la información correspondiente a su ordenamiento secuencial se perderá completamente, debido que el procesamiento de los bits pasa de serie a paralelo a partir de esta etapa.

Para que el receptor pueda regenerar los flujos TS originales, la demodulación de los TSP deberá realizarse en el orden correcto, además de reinsertar los paquetes nulos en la misma posición que ocupaban en el BTS original.

En principio sería necesario incluir un número de secuencia que permita identificar la posición de cada TSP. Si se tiene en cuenta la tabla 9, para el modo 3 y Δ = ¼ se necesitaría un registro capaz de almacenar el conteo correspondiente a 5120 paquetes, ocupando un campo de 13 bits y demandando una mayor carga de información auxiliar, en desmedro de la tasa efectiva de datos.

Para evitar la inclusión del mencionado identificador, el cuadro múltiplex se construye de acuerdo a un ordenamiento preestablecido. La figura 33 muestra dicho ordenamiento. Como se puede observar, se sigue un orden ascendente por segmento y también un orden ascendente en las frecuencias de las portadoras de datos dentro de cada segmento:

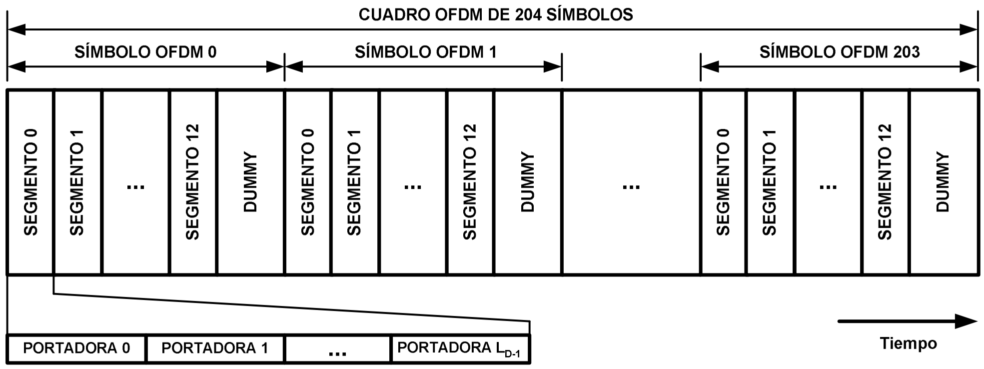


Figura 33: Ordenamiento del cuadro múltiplex

El espacio o bloque “dummy” es el tiempo que insume la generación de las muestras correspondientes a los siguientes elementos:

- Portadoras piloto
- Portadoras nulas (excedente de muestras producidas por implementación de IFFT con módulo 2^n)
- Intervalo de guarda

Por ejemplo, para el modo 1 con Δ = ¼ las muestras correspondientes a un símbolo OFDM son:

Portadoras de datos		$96 \times 13 = 1248$
Pilotos y canales auxiliares		$(108 - 96) \times 13 = 156$
Portadoras nulas (exceso muestras de IFFT)		$2048 - 1404 = 644$
Intervalo de guarda		$8{,}126\ \text{MHz} \times 63\mu s = 512$
	Total símbolo OFDM	$8{,}126\ \text{MHz} \times 315\mu s = 2560$

A partir de la figura 33 se puede elaborar el diagrama de tiempos correspondiente a un solo símbolo OFDM. Cada una de las muestras comprendidas dentro del período total de símbolo se producirá al ritmo de la frecuencia f_{IFFT} y por esta razón, dichos diagramas suelen estar especificados en términos del “número de clocks de f_{IFFT}”. La figura 34 muestra la organización de tiempos en base a este último concepto, para el mismo caso anterior, es decir Modo 1 con Δ = ¼:

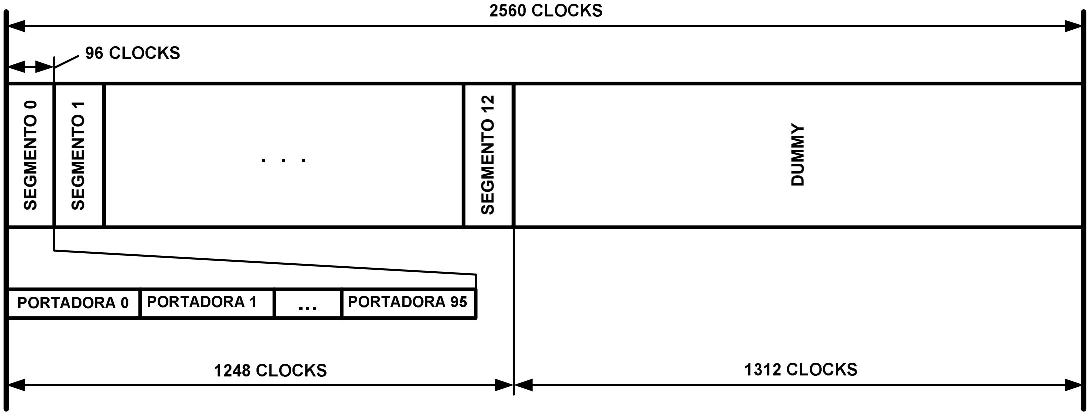


Figura 34: Símbolo OFDM y número de clocks asociados (Modo 1 con Δ = ¼)

Por último, se deduce de manera inmediata que la cantidad total de clocks en un símbolo OFDM es exactamente igual al doble de la cantidad de paquetes TSP que contiene un cuadro múltiplex (ver tabla 9), es decir:

$$N_{CLK} = 2.N_{TSP} = 2 \times 2^{n-1}(1+\Delta)$$

$$\boxed{N_{CLK} = 2^{n}(1+\Delta)}$$

5.1.3 Codificación del canal

El esquema completo de codificación de canal[14] incluye todos los procesos que se observan en la figura 35 y comienza con la detección del IIP y la extracción del descriptor TMCC, a partir del cual se configuran todas las etapas de codificación y modulación.

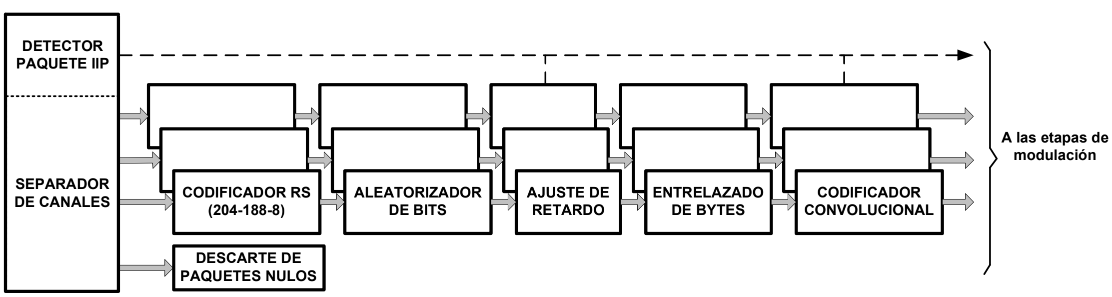


Figura 35: Codificación del canal

5.1.3.1 Codificador Reed-Solomon

Luego de que los TSP son separados por capa jerárquica, los campos ISDB-T_b Info y paridad RS opcional de los paquetes TSP entregados por el separador de canales son sustituidos por 16 nuevos bytes de paridad Reed-Solomon (204-188-8). Este proceso[15], emplea una técnica de corrección de errores hacia delante (FEC) que se aplica al flujo de datos entrante. FEC es un término general que se aplica a una variedad de técnicas empleadas para corregir los errores de bit producidos durante la transmisión, especialmente los errores de tipo “ráfaga” que se producen en el canal de transmisión. El ruido atmosférico, la propagación multitrayectoria y las alinealidades del transmisor, entre otros, pueden provocar errores en los bits transmitidos.

El codificador Reed-Solomon toma los 188 bytes del TSP y los manipula matemáticamente como un bloque, creando una “etiqueta de identificación digital” del contenido del bloque. Esta “etiqueta” tiene una extensión

14 “Re-multiplexing ISDB-T BTS into DVB TS for SFN”. Cristiano Akamine, Yuzo Iano, Gustavo de Melo Valeira and Gunnar Bedicks Jr. IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 55, Nº 4, pp 802-809, December 2009.

15 “What Exactly is 8-VSB Anyway?” David Sparano. Harris Corporation Quincy, Illinois.

de 16 bytes (128 bits) que el codificador añade en la parte final del TSP. Estos bytes se conocen como “bytes de paridad Reed-Solomon”.

El receptor compara los 188 bytes del bloque recibido con los 16 bytes de paridad para verificar la validez de los dados recuperados. Si se detectan errores, el receptor determina que la etiqueta no corresponde al paquete recibido y genera uno parecido (con ciertos bits cambiados), procurando que se correspondan de la mejor manera posible con la etiqueta recibida, es decir, se busca el paquete de mayor probabilidad.

En ISDB-T_b la codificación utilizada es de tipo (204-188-8), que es una versión acortada de la codificación original RS (255-239-8). En esta versión, primero se agregan 51 bytes nulos delante de los 188 bytes de información, totalizando 239 bytes. Al pasar por el codificador (255-239-8) se añaden 16 bytes de paridad, por lo que el paquete pasa a tener 255 bytes. Finalmente se eliminan los 51 bytes nulos, resultando entonces un TSP de 204 bytes

La codificación RS permite la detección y corrección de errores de byte, dentro de ciertos límites. Mientras mayor es la diferencia entre los bytes de paridad y el paquete recibido, mayor es la probabilidad de error al tratar de vincular la etiqueta correcta con el paquete corregido. Los 16 bytes de la versión acortada RS permiten corregir hasta 8 bytes erróneos en cada TSP. Si hay demasiados bytes erróneos dentro de un paquete, el receptor no puede encontrar, con un nivel de certeza suficiente, la secuencia de bits adecuada para la etiqueta de paridad que se ha recibe.

5.1.3.2 Aleatorizador de bits

Para asegurar la dispersión de energía del espectro radiado, la señal de entrada debe transformarse en una secuencia cuasi-aleatoria, evitando largas series de ceros o de unos, o bien cualquier otro patrón repetitivo. Esto es necesario porque la respuesta en frecuencia de la señal transmitida debe mostrar un espectro plano, tal como ocurre con el ruido, para que el canal radioeléctrico sea utilizado con la máxima eficiencia posible. Si el flujo de datos presentara alguna regularidad, el ritmo de repetición daría lugar a concentraciones de energía en ciertos puntos discretos del espectro, dejando espacios subutilizados en otros. Además, los puntos de alta concentración en ciertas frecuencias generan una mayor probabilidad de intermodulación cuando existen interferencias de la señal TVD sobre canales analógicos.

Por esta razón, los bits transmitidos por cada capa deben ser aleatorizados mediante el esquema que se muestra en la figura 36. Este circuito permite obtener obtener una Secuencia Binaria Pseudo-Aleatoria (PRBS), que se forma a partir de la operación lógica OR Exclusiva entre el bit de entrada y el polinomio:

$$G(x)= x^{15} + x^{14} + 1$$

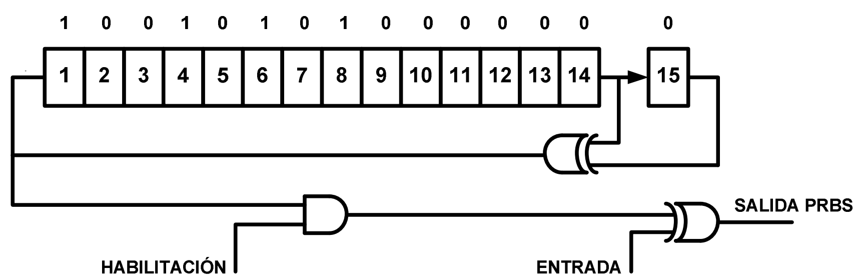


Figura 36: Generador de secuencia PRBS

El generador PRBS, se emplea tanto para aleatorizar como para recuperar en el receptor el orden original de la información transmitida. Los registros del generador deben inicializarse con la secuencia 100101010000000 al comienzo de cada cuadro OFDM. Debe notarse que el inicio del cuadro se sincroniza con el bit más significativo (MSB) del segundo byte del TSP (el siguiente al sincronismo 47_H), por lo que el sincronimo de cuadro se encuentra desplazado un byte.

Por lo tanto, al comenzar un cuadro, el primer bit disponible en la salida del generador PRBS se aplica al MSB del segundo byte del primer TSP del cuadro. El proceso sigue con todos los bits correspondientes a los bytes restantes de ese TSP. Para los (N-1) TSP siguientes, los bytes de sincronismo no son afectados por la secuencia PRBS que es deshabilitada en ese momento. Se deduce que el periodo de la secuencia de habilitación del PRBS es igual a (204 – 1) x 8 = 1624 bits.

A continuación, la figura 37 ilustra todos los conceptos mencionados:

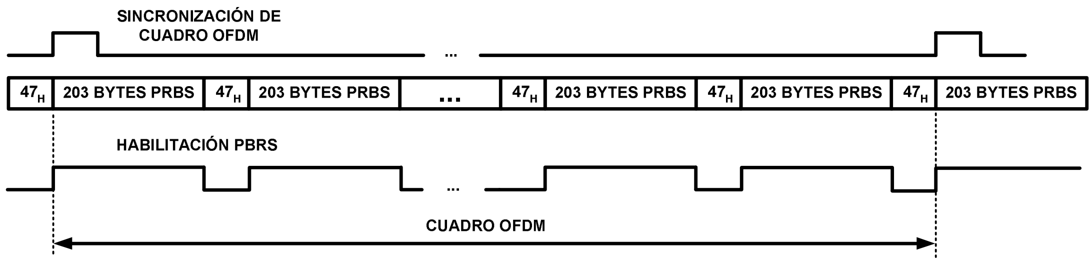


Figura 37: Sincronización de cuadro OFDM y señal de habilitación del generador PRBS

5.1.3.3 Entrelazado de bytes[16]

Se estudiará en primer lugar el funcionamiento de este bloque, debido a que resulta necesario para poder comprender los parámetros que gobiernan el ajuste de retardo.

El entrelazado es una forma de diversidad temporal que se emplea para dispersar en el tiempo los errores de ráfaga. Mediante esta técnica, una secuencia de bytes es entrelazada (permutada) antes de ser transmitida por un canal propenso a este tipo de errores. Si un error de ráfaga aparece durante la transmisión, la restauración de la secuencia original tiene un efecto equivalente a distribuir los errores a lo largo del tiempo. Cuando un entrelazador está correctamente diseñado, la distribución de los errores responderá a un patrón de aspecto aleatorio y su corrección será mucho más sencilla si se emplea conjuntamente con adecuadas técnicas de codificación de datos.

Uno de los parámetros que permiten describir la performance del entrelazado es la separacion S_e que es la distancia mínima en la cual los errores de ráfaga consecutivos son dispersados en el tiempo. Naturalmente S_e depende de la longitud de la ráfaga y decrece cuando ésta se incrementa. Para comprender el concepto, se puede considerar el caso extremo donde la longitud de la ráfaga es igual a la secuencia completa de datos. La separación mínima S_e será unitaria debido a que no existe ninguna forma de permutar los datos para distribuir los errores en el tiempo y éstos se sucederan uno tras otro. Debido a que el entrelazado implica el almacenamiento de algunos bytes en elementos de memoria (buffer) y la posterior lectura desde estos elementos, el sistema experimentará un cierto retardo. En general, el mismo valor de retardo existirá en el proceso de desentrelazado que se realizará en el receptor. El retardo D se expresa como el número de operaciones adicionales de lectura/ecritura necesarios para ejecutar el entrelazado y el posterior desentrelazado. Como se acaba de mencionar, la implementación del proceso requiere de una cantidad de elementos (celdas) de memoria igual a M. Para lograr una buena performance de entrelazado, la separación mínima S_e debe ser lo más grande que se pueda, mientras que el retardo D y los requerimientos de memoria M deben ser tan pequeños como sea posible. La performance vendrá descripta por las relaciones S_e/D y S_e/M.

El entrelazador tiene k líneas paralelas, las cuales son seleccionadas mediante dos llaves selectoras que operan sincrónicamente. Cada una de las líneas contiene celdas de almacenamiento, excepto la primera que es simplemente una conexión directa entre la entrada y la salida. El tamaño de cada celda es de un byte. La segunda línea contiene A celdas de almacenamiento, la tercera 2A celdas, la cuarta 3A y así sucesivamente, hasta la última que tiene (k-1)A celdas. Las celdas deben ser cargadas con bytes de inicialización, que luego serán desplazados hacia la salida. La llave de salida extrae un byte por vez, cada vez que uno de ellos ingresa por la llave de entrada y ambas cambian a la posición siguiente cada vez que se completa la operación en un byte. A continuación, la figura 38 a la izquierda muestra el esquema de un entrelazador y a la derecha, el correspondiente desentrelazador:

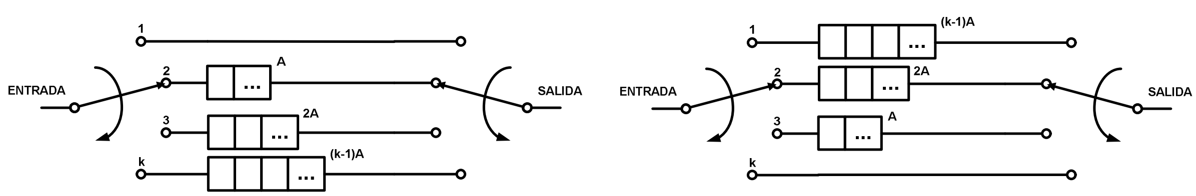


Figura 38: Entrelazador y desentrelazador de bytes

16 "CDMA Systems Engineering Handbook". Jhong Sam Lee and Leonard E. Miller. Artech House Publishers. Mobile Communications Series. USA, 1998.

Para comprender mejor la forma de operación, se mostrará el ejemplo de un entrelazador sencillo, con A=2, k=4 y M = 12, cuyas celdas están inicializadas con el byte "*i*". La entrada consiste en 48 bytes representados por X_J donce J es el orden de entrada. La condición inicial del entrelazador y los tres primeros ciclos de conmutación de las llaves se muestran en la figura siguiente:

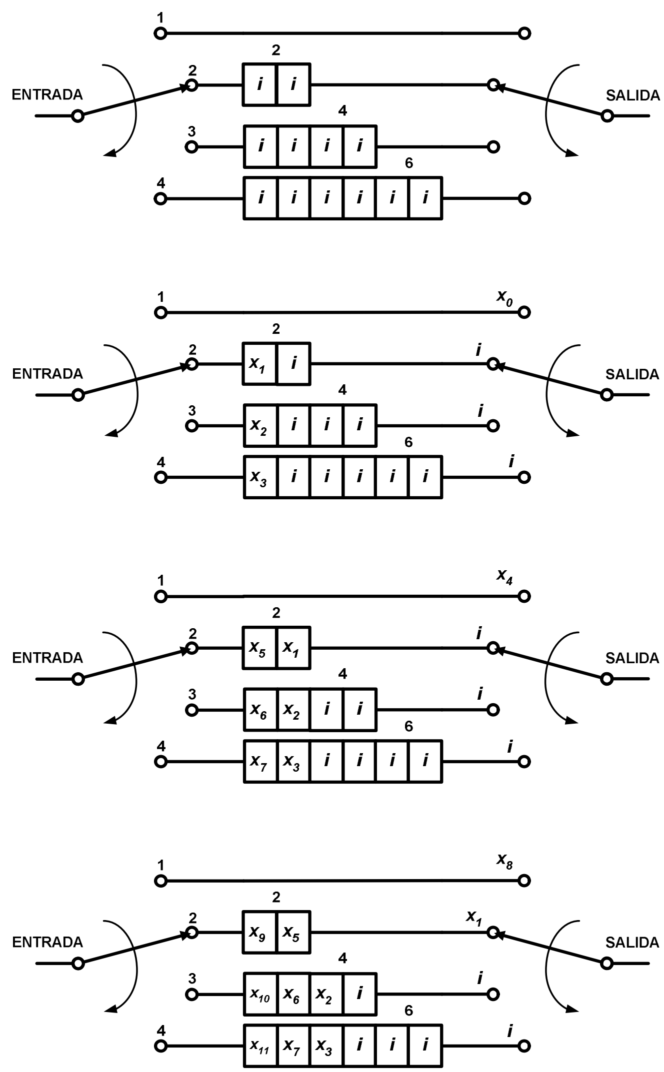


Figura 39: Entrelazador de bytes con A=2, k=4

En la tabla 10 se resume el resultado de la operación. Dado que los 48 bytes se reparten en 4 líneas, son necesarios 12 ciclos de conmutación para introducir la totalidad de los bytes. A su vez, la tabla 12 muestra el reordenamiento producido por el desentrelazador. De esta última puede deducirse sin demasiada dificultad que, luego de 24 bytes, se recuperará el ordenamiento de la secuencia original, es decir que el retardo total que introduce el entrelazado viene dado por:

$$D = 2.M \quad (1)$$

Además puede demostrarse que la cantidad total de celdas de memoria necesarias es:

$$M = \frac{A \, . \, k \, (k - 1)}{2} \quad (2)$$

Ciclo	Entrada	Salida
1	x_0 , x_1 , x_2 , x_3	x_0 , i , i , i
2	x_4 , x_5 , x_6 , x_7	x_4 , i , i , i
3	x_8, x_9 , x_{10} , x_{11}	x_8, x_1 , i , i
4	x_{12} , x_{13} , x_{14} , x_{15}	x_{12} , x_5 , i , i
5	x_{16} , x_{17} , x_{18} , x_{19}	x_{16} , x_9 , x_2 , i
6	x_{20} , x_{21} , x_{22} , x_{23}	x_{20} , x_{13} , x_6 , i
7	x_{24} , x_{25} , x_{26} , x_{27}	x_{24} , x_{17} , x_{10} , x_3
8	x_{28} , x_{29} , x_{30} , x_{31}	x_{28} , x_{21} , x_{14} , x_7
9	x_{32} , x_{33} , x_{34} , x_{35}	x_{32} , x_{25} , x_{18} , x_{11}
10	x_{36} , x_{37} , x_{38} , x_{39}	x_{36} , x_{29} , x_{22} , x_{15}
11	x_{40} , x_{41} , x_{42} , x_{43}	x_{40} , x_{33} , x_{26} , x_{19}
12	x_{44} , x_{45} , x_{46} , x_{47}	x_{44} , x_{37} , x_{30} , x_{23}

Tabla 10: Entrada y salida del entrelazador de la figura 39, para 12 ciclos de conmutación

Ciclo	Entrada	Salida
1	x_0 , i , i , i	d , d , d , i
2	x_4 , i , i , i	d , d , d , i
3	x_8, x_1 , i , i	d , d , i , i
4	x_{12} , x_5 , i , i	d , i , i , i
5	x_{16} , x_9 , x_2 , i	d , i , i , i
6	x_{20} , x_{13} , x_6 , i	d , i , i , i
7	x_{24} , x_{17} , x_{10} , x_3	x_0 , x_1 , x_2 , x_3
8	x_{28} , x_{21} , x_{14} , x_7	x_4 , x_5 , x_6 , x_7
9	x_{32} , x_{25} , x_{18} , x_{11}	x_8, x_9 , x_{10} , x_{11}
10	x_{36} , x_{29} , x_{22} , x_{15}	x_{12} , x_{13} , x_{14} , x_{15}
11	x_{40} , x_{33} , x_{26} , x_{19}	x_{16} , x_{17} , x_{18} , x_{19}
12	x_{44} , x_{37} , x_{30} , x_{23}	x_{20} , x_{21} , x_{22} , x_{23}

Tabla 11: Entrada y salida del desentrelazador de la figura 39, para 12 ciclos de conmutación

En ISDB-T_b se aplica entrelazado de bytes en cada capa jerárquica, con el objetivo de incrementar la eficiencia de la codificación Reed Solomon frente a los errores en ráfaga, distribuyendolos en el tiempo de forma prácticamente aleatoria. El entrelazador utilizado en ISDB-T_b tiene los siguientes parámetros: A=17 y k=12 y su esquema puede verse a continuación, en la figura 40:

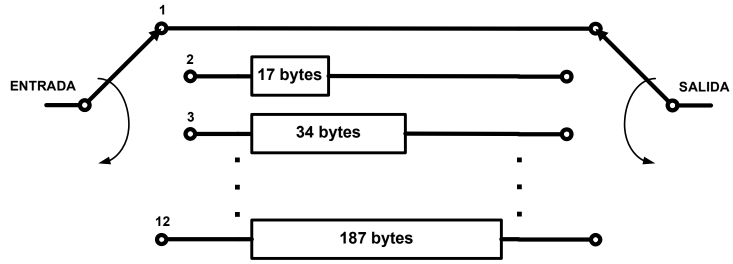


Figura 40: Entrelazador de bytes para ISDB-T_b (A=17 y k=12)

Obsérvese que A.k = 17 x 12 = 204, cantidad de bytes correspondientes a 1 TSP. Aplicando la ecuación (1) se tendrá:

$$M = \frac{A\,.\,k\,(k-1)}{2} = \frac{17 \times 12\,(12-1)}{2} = 1122\,\text{bytes}$$

Entonces el retardo D es:

$$D = 2\,M = 2244\,\text{bytes}$$

Por lo tanto, el retardo expresado en TSP es:

$$\boxed{D = 11\ \text{TSP}} \quad (3)$$

5.1.3.4 Ajuste de retardo

La transmisión jerárquica permite especificar un conjunto de parámetros de transmisión distintos para cada capa: número de segmentos N_C, tasa de codificación interna K_I, esquema de modulación b_P y tasas binarias de transmisión R. Por esta razón, existirán diferencias en los tiempos requeridos para procesar las señales de cada capa. Es necesario tener en cuenta estas diferencias (retardos) que, como se ha visto, aparecen en la etapa de entrelazado de bytes.

El ajuste de retardo permite la ecualización de los tiempos de tránsito binario de cada capa jerárquica. La ecualización necesaria, se ajusta únicamente en el lado del transmisor y debe tener un valor adecuado para las configuraciones adoptadas, de forma tal que todos los retardos, incluyendo el introducido por el proceso de entrelazado de bytes visto anteriormente, se correspondan con un múltiplo entero de la duración de un cuadro OFDM.

En 5.1.2 se vió que dentro de un cuadro OFDM, cada segmento transporta una cantidad de bits de datos que corresponden a un número entero N de paquetes TSP. La tabla 8 especifica los valores necesarios de N.

Es posible deducir el retardo adicional D_A que se debe introducir en una capa jerárquica, partiendo de la cantidad N de paquetes TSP y de la tasa binaria efectiva de la capa.

El tiempo de duración de un bit de datos es la inversa de la tasa binaria (flujo neto):

$$t_b = \frac{1}{R}\left[\frac{\text{seg}}{\text{bit}}\right] \quad (1)$$

Por otro lado, la cantidad de bits de datos transportada por N TSP en una capa formada por N_C segmentos es:

$$b_C = N \times N_C \times 188 \times 8 \quad (2)$$

El entrelazado produce un atraso constante proporcional a 11 TSP y además se añadirá un retardo desconocido D_A, que también se expresará como un número entero de TSP. Entonces, el retardo total D_R en TSP se puede escribir como:

$$D_R = D_A + 11 \quad (3)$$

El equivalente en bits de datos para el retardo D_R es:

$$b_R = D_R \times 188 \times 8 \quad (4)$$

Teniendo en cuenta (2) y (4) el total neto de bits a procesar por la capa es:

$$b_T = b_C + b_R = (N_C \times N + D_R) \times 188 \times 8 \quad (5)$$

El tiempo de procesamiento necesario para esta cantidad de bits en la capa es:

$$T = t_b \,.\, b_T = \frac{1}{R}.b_T \quad (6)$$

Se propone que este tiempo de procesamiento sea múltiplo (el menor posible) de la duracíón de un cuadro OFDM (T_C), por lo cual se puede escribir:

$$T = k.T_C \quad (7)$$

Igualando las ecuaciones (6) y (7) en T:

$$k.T_C = \frac{1}{R}.b_T \quad (8)$$

La expresión de la tasa binaria neta para N_C segmentos (ver 4.4.2) es:

$$R = K_O.K_I.\frac{b_P.N_C.L_D}{T_s} \quad (9)$$

Sustituyendo (5) y (9) en (8) se tendrá:

$$k.T_C = \frac{T_S}{K_0.K_I.b_P.N_C.L_D}(N_C.N + D_R) \times 188 \times 8 \quad (10)$$

Teniendo en cuenta que $K_0 = \frac{188}{204}$ y que el período de cuadro OFDM es T_C = 204 T_S se llevan estos valores a la ecuación (10):

$$k.204.T_S = \frac{T_S}{\frac{188}{204}.K_I.b_P.N_C.L_D}(N_C.N + D_R) \times 188 \times 8 \quad (11)$$

Simplificando y reordenado, la ecuación (11) queda de la siguiente forma:

$$k\left(\frac{K_I.b_P.L_D}{8}\right)N_C = N_C.N + D_R \quad (12)$$

La expresión entre paréntesis es la misma que se dedujo en el punto 5.1.2 y corresponde a la cantidad de TSP por segmento y por cuadro OFDM, es decir N. Por lo tanto:

$$k.N_C.N = N_C.N + D_R \quad (13)$$

Despejando D_R y sustituyendo ese valor por su equivalente en (3) se llega a la siguiente expresión:

$$D_A = (k.N_C.N - N_C.N) - 11 \quad (14)$$

Para que la expresión (14) tenga sentido, k = 2 (el menor entero posible) y en consecuencia:

$$\boxed{D_A[TSP] = (N \times N_C) - 11} \quad (15)$$

En la tabla 12 se presentan todos los valores de ajuste de retardo D_A que surgen como consecuencia de dar valores a N en la ecuación (15). Los valores de N se obtienen de la tabla 8 y se ordenan de manera análoga.

Modulación	K_I	Ajuste de retardo D_A		
		Modo 1	Modo 2	Modo 3
QPSK/DQPSK (b_P =2)	1/2	12 x N_C - 11	24 x N_C - 11	48 x N_C - 11
	2/3	16 x N_C - 11	32 x N_C - 11	64 x N_C - 11
	3/4	18 x N_C - 11	36 x N_C - 11	72 x N_C - 11
	5/6	20 x N_C - 11	40 x N_C - 11	80 x N_C - 11
	7/8	21 x N_C - 11	42 x N_C - 11	84 x N_C - 11
16-QAM (b_P =4)	1/2	24 x N_C - 11	48 x N_C - 11	96 x N_C - 11
	2/3	32 x N_C - 11	64 x N_C - 11	128 x N_C - 11
	3/4	36 x N_C - 11	72 x N_C - 11	144 x N_C - 11
	5/6	40 x N_C - 11	80 x N_C - 11	160 x N_C - 11
	7/8	42 x N_C - 11	84 x N_C - 11	168 x N_C - 11
64-QAM (b_P =6)	1/2	36 x N_C - 11	72 x N_C - 11	144 x N_C - 11
	2/3	48 x N_C - 11	96 x N_C - 11	192 x N_C - 11
	3/4	54 x N_C - 11	108 x N_C - 11	216 x N_C - 11
	5/6	60 x N_C - 11	120 x N_C - 11	240 x N_C - 11
	7/8	63 x N_C - 11	126 x N_C - 11	252 x N_C - 11

Tabla 12: Ajuste del valor de retardo D_A en número de TSP

Un ejemplo ayudará a demostrar la ecualización de tiempos. Se supone la siguiente configuración del sistema:

Modo	1		
Relación Δ	¼		
Número de portadoras L_D	96		
T_S	315 μs		
T_C	64,26 ms		
Parámetros de las capas	Segmentos	Modulación	K_I
A	1	16-QAM (b_p = 4)	3/4
B	12	64-QAM (b_p = 6)	7/8

Las tasas binarias para cada capa son:

$$R_A\ (bps) = K_O . K_I . \frac{b_P.N_C.L_D}{T_s} = \frac{188}{204} x \frac{3}{4} x \frac{4x1x96}{315x10^{-6}} = 842577{,}03\ bps$$

$$R_B\ (bps) = K_O . K_I . \frac{b_P.N_C.L_D}{T_s} = \frac{188}{204} x \frac{7}{8} x \frac{6x12x96}{315x10^{-6}} = 17694117{,}65\ bps$$

Y los correspondientes tiempos de bit son:

$$t_{b_A} = \frac{1}{R_A} = 1{,}18683\ \frac{\mu s}{bit} \qquad t_{b_B} = \frac{1}{R_B} = 0{,}056516\ \frac{\mu s}{bit}$$

De acuerdo a la tabla 8, en función de los parámetros elegidos para cada capa la cantidad de TSP transmitidos por cada segmento y por cuadro es:

$$N_A = 36$$

$$N_B = 63$$

Y la cantidad de TSP para cada capa será:

$$N_{TSP-A} = N_C \text{ x } 36 = 1 \text{ x } 36 = 36$$

$$N_{TSP-B} = N_C \text{ x } 63 = 12 \text{ x } 63 = 756$$

Sin ajuste de retardo, el sistema empleará un tiempo de procesamiento para cada capa que es proporcional a los TSP de datos más el retardo provocado por el entrelazado de bytes, todos ellos medidos en unidades equivalentes a TSP:

$$N_{TSP-A} + 11 = 36 + 11 = 47$$

$$N_{TSP-B} + 11 = 756 + 11 = 767$$

Sabiendo que cada TSP transporta 188 bytes de datos efectivos y que cada byte tiene 8 bits, la cantidad de bits equivalentes a procesar por capa es:

Capa A: 47 x 188 x 8 = 70688

Capa B: 767 x 188 x 8 = 1153568

El tiempo de procesamiento de cada capa sería de:

$$t_A = 1{,}18683 \frac{\mu s}{bit} \text{ x } 70688 = 83{,}895 \text{ ms}$$

$$t_B = 0{,}056516 \frac{\mu s}{bit} \text{ x } 1153568 = 65{,}195 \text{ ms}$$

Como el período de cuadro OFDM es de 64,26 ms, claramente, las capas no coinciden y el retardo es proporcional a 1,30 y 1,01 cuadros OFDM respectivamente. Agregando los retardos adicionales señalados en la tabla 12 se tiene:

$$D_{A-A} = 36 \text{ x } N_C - 11 = 36 \text{ x } 1 - 11 = 25$$

$$D_{A-B} = 63 \text{ x } N_C - 11 = 63 \text{ x } 12 - 11 = 745$$

La cantidad de bits equivalentes a procesar por capa son ahora:

Capa A: (36 + 11 + 25) x 188 x 8 = 108288

Capa B: (756 + 11 + 745) x 188 x 8 = 2274048

Y los tiempos ecualizados son:

$$t_A = 1{,}18683 \frac{\mu s}{bit} \text{ x } 108288 = 128{,}52 \text{ ms}$$

$$t_B = 0{,}056516 \frac{\mu s}{bit} \text{ x } 2274048 = 128{,}52 \text{ ms}$$

El tiempo total de procesamiento de cada capa en equivalente de cuadros OFDM es:

$$k = \frac{128{,}52}{64{,}26} = 2$$

Es decir, son 2 cuadros OFDM completos, con lo que el retardo neto D_A que se ha introducido en cada capa es igual a 1 cuadro.

5.1.3.5 Codificador convolucional

Después del entrelazado de bytes, los datos se someten a un nuevo proceso de codificación. La codificación es de tipo convolucional y se complementa con un proceso comúnmente llamado "punzonado", que se constituye en uno de los parámetros configurables del sistema. De acuerdo a la configuración elegida, se obtiene uno de los cinco valores posibles para el coeficiente $K_{I:}$ 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8.

La figura 41 muestra el esquema del codificador convolucional de relación 1/2 con 64 estados y 7 derivaciones (K=7), que se emplea en el sistema ISDB-T_b. Como puede verse, esta formado por 6 celdas de memoria de un bit y 8 bloques sumadores de módulo 2.

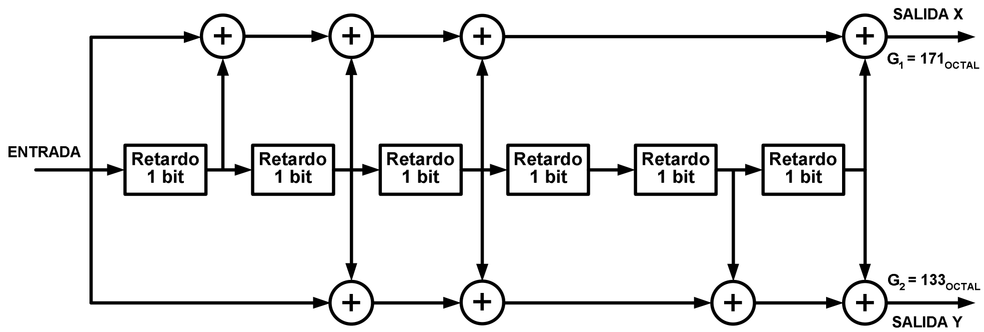


Figura 41: Codificador convolucional de relación 1/2

Este codificador convolucional[17] (a menudo incorrectamente llamado "Codificador Viterbi", debido a que con este nombre se identifica al algoritmo de decodificación que se utiliza en la recepción de la señal) está orientado al bit y como se puede apreciar, distribuye el flujo binario de entrada sobre dos salidas llamadas X e Y. (relación ½). Este flujo se combina mediante los sumadores con los valores binarios obtenidos en las derivaciones colocadas a la salida de las celdas del registro de desplazamiento.

Cada par de bits de salida depende de 7 bits de entrada, esto es, el bit actual y los 6 bits almacenados en los registros. Este valor de k=7 (o bien, la longitud del registro de desplazamiento más 1) se conoce como "longitud de restricción". Comúnmente, las derivaciones que están conectadas a cada sumador se indican con un 1 y el conjunto se especifica mediante un polinomio generador o vector generador. En la figura 41, los polinomios generadores son 1111001 para la salida X (entrada y derivaciones 1, 2, 3 y 6) y 1011011 para la salida Y (entrada y derivaciones 2, 3, 5 y 6). Estos números binarios expresados en base octal son respectivamente $171_{OCTAL} = G_1$ y $133_{OCTAL} = G_2$.

El codificador de relación ½ presenta una gran redundancia de datos (100%), facilitando enormemente la corrección de errores cuando éstos son aleatorios, pero en desmedro de la tasa binaria de transmisión R que en este caso se reduce a la mitad.

Para evitar una baja performance en la velocidad de transmisión, las salidas del codificador convolucional se conectan a un bloque que selecciona (de acuerdo a un patrón llamado "punzonado") solo algunos de los datos presentes en las salidas X e Y y los convierte a en un flujo binario en serie, tal como se aprecia en la figura 42:

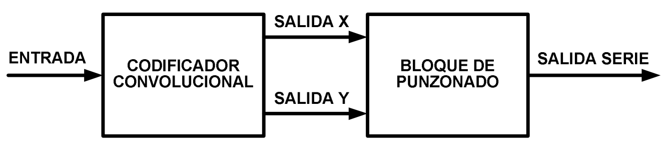


Figura 42 Codificador convolucional y bloque de punzonado

El proceso de punzonado y sus conceptos fundamentales pueden analizarse con la ayuda de la figura 43:

17 "Transmisión de señales de TV digital en el estándar terreno DVB-T". Alejandro Delgado Gutiérrez, Departamento de Electromagnetismo y Teoría de Circuitos. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Madrid. Octubre de 2002.

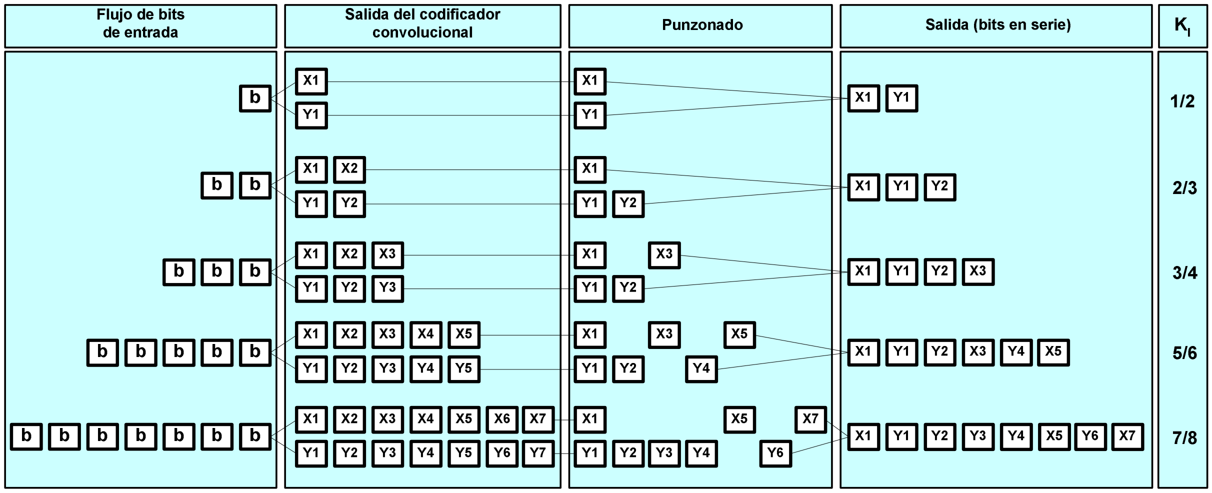


Figura 43: Codificación convolucional, esquema de punzonado y secuencia de salida

El coeficiente K_I indica el grado de redundancia de la secuencia transmitida. Para K_I = ½ por cada bit de entrada hay dos de salida, es decir se duplica la información transmitida. En el otro extremo, cuando K_I = 7/8 por cada 7 bits de entrada hay 8 en la salida. En consecuencia la protección contra errores es menor para valores más altos del coeficiente K_I, pero la tasa binaria de transmisión aumenta. El valor adecuado en la práctica dependerá del área de cobertura deseada y de la potencia de emisión disponible.

Finalmente cabe señalar que, si bien el proceso de codificación es sencillo, todo lo contrario ocurre en el decodificador, donde por lo general se aplica el algoritmo de Viterbi.

5.1.4 Modulación

El esquema completo de la sección de modulación del transmisor ISDB-T_b se compone de los bloques de procesamiento que se muestran en la figura 44:

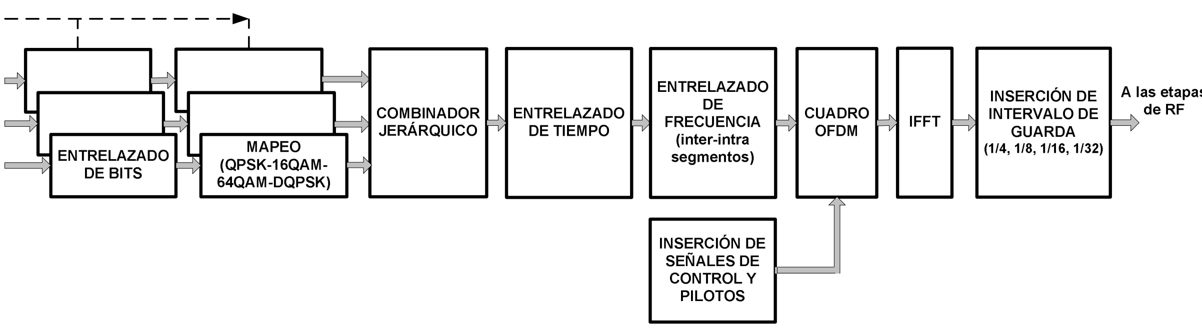


Figura 44: Modulación

La segunda parte de este trabajo, estará dedicada al análisis detallado de todos los bloques de las secciones de modulación y etapas de RF.

AGRADECIMIENTOS

Ante todo, mi más profundo agradecimiento al Ing. Carlos G. Liendo, con quien desde hace varios años compartimos el dictado de la materia Televisión y Procesamiento de Imágenes de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones de la Universidad Blas Pascal. Su invalorable aporte en este trabajo se refleja en gran parte del material bibliográfico e informativo que me suministró para poder preparar estas páginas, en la "Calculadora DVB-ISDB-T_b"[18] (útil herramienta de cálculo de su autoría, que he utilizado permanentemente) y en las muchas horas que pasamos discutiendo detalles, estudiando e intercambiando opiniones sobre TV digital. Seguramente, todos estos trabajos pasarán a formar parte de un proyecto conjunto más ambicioso, que estamos desarrollando.

Al Sr. Alberto Lombardi de la firma Precisión Electrónica SRL, quien me suministró valioso material de lectura elaborado por la empresa Rohde&Schwarz de Alemania.

Al Ing. Raúl Echegaray, Director de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones de la Universidad Blas Pascal, quien hace más de 10 años tuvo la visión de orientar los contenidos fundamentales de la materia Televisión y Procesamiento de Imágenes hacia el mundo digital.

Y finalmente a la Universidad Blas Pascal, que desde hace muchos años es mi segundo hogar. Precisamente, es aquí donde junto con Carlos Liendo, tuvimos la enorme satisfacción de poder poner en el aire, el 23 de setiembre de 2010, la primera emisión experimental de ISDB-T_b en la Ciudad de Córdoba, operando el Canal 36 de UHF que pertenece a la Universidad.

NOTA: El presente artículo junto con el análisis de los bloques correspondientes a las secciones de modulación y etapas de RF, han sido completamente desarrolladas en el libro *"Transmisión de televisión digital terrestre en la Norma ISDB-T_b -Tratado fundamental para estudiantes avanzados, técnicos y profesionales"*, de Néstor Pisciotta, Carlos Liendo y Roberto Lauro. Editado por Cengage Learning, Buenos Aires, Argentina, 2013. ISBN 978-987-1954-08-7. Dicha publicación dejó sin efecto la segunda parte de este artículo.

Córdoba, Marzo de 2014.

18 "Calculadora DVB-ISDB-T_b". Carlos G. Liendo. Disponible en www.eradigital.com.ar

Secretaria de Investigación
Sede Campus UBP
Tel: 0351-414-4444 int. 511
E-mail: investigacion@ubp.edu.ar

Sede Centro UBP
Lima 363 - Córdoba
Tel: 0351 - 414 4555
Fax 0351 - 414 4400
E:mail: informes@ubp.edu.ar

Sede Campus UBP
Av. Donato Álvarez 380 - 5147
Argüello, Córdoba
Tel: 0351 - 414 4444 - Fax 0351 - 414 4400
E:mail: informes@ubp.edu.ar